

ISSN 0013-5380



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1992

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

3

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ
УЧРЕДИТЕЛИ: РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК, ФЕДЕРАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ОБЩЕСТВ

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

УДК 621.311:62-503.55.001.6

Экспертная система для анализа состояния и тенденций при управлении энергосистемой

ЛУО ЯНЬЮ, ДЭНЬ ВЕЙЛИНЬ, ГУ КВИКСИН, ЛИУ ЖУ

Харбинский технический институт, Китай

Введение. В энергетических системах должен поддерживаться баланс выработки и потребления электроэнергии (ограничения по нагрузке), а также контролироваться верхний и нижний пределы узловых напряжений, перетоки по линиям, частота (режимные ограничения). Нарушение ограничений ухудшает состояние системы, приводит к ненормальной и даже аварийной ситуации. С другой стороны, при управлении режимом, кроме обеспечения максимума безопасности, необходимо стремиться к минимуму затрат. Таким образом, диспетчеру необходимо контролировать, оценивать и анализировать текущее состояние энергосистемы и тенденции его изменения во времени, решая при этом, является ли оно нормальным и как его можно улучшить.

Использование в современных энергетических системах компьютерной системы сбора и обработки информации позволяет диспетчеру получить большое количество данных в реальном времени, а также некоторые аналитические данные, основанные на численных расчетах. Однако вынесение решающих оценок и суждений, принятие планов действий и других решений высшего порядка осуществляется человеком. Выполнение такой работы достаточно затруднительно. Для этого необходимы следующие знания и возможности:

1. Основные знания по специальности.
2. Математические знания и возможность проведения расчетов.
3. Опыт управления, включая эмпирическое преобразование данных.

4. Способность анализировать и быстро принимать исчерпывающие решения на основе трех вышеперечисленных видов знаний.

Основные теоретические и практические сведения обычно содержатся в справочном руководстве. Многие расчеты можно провести с помощью соответствующих программ. Однако в процессе анализа и принятия решений возникают следующие проблемы:

1. Просмотр справочника занимает много времени, особенно у начинающих, вследствие чего признак ухудшения ситуации может быть упущен.

2. Некоторые опытные данные трудно представить в программах с помощью математических формул.

3. Каждый диспетчер имеет ограниченные знания и опыт работы.

4. Способность вырабатывать и принимать решение у всех разная.

5. На работу диспетчера влияет ряд психологических факторов, таких как усталость, невнимательность, сниженная реакция и пр.

Перечисленные проблемы осложняют проведение анализа состояния; даже опытным специалистам-диспетчерам трудно избежать ошибок.

Таким образом, экспертная система используется в качестве помощника диспетчера:

Предлагаемая экспертная система может накапливать опыт многих специалистов, просматривать справочное руководство, обращаться к пакету вычислительных программ, корректировать результаты расчетов с учетом экспериментальных

данных. Наконец, она предлагает результаты анализа и рекомендации по управлению системой. Это поможет диспетчеру лучше оценить текущее состояние энергосистемы и тенденции его изменения в будущем, обеспечит необходимой для принятия решения информацией.

Структура системы и выполняемые функции.

Общая структура. Энергетическая система является чрезвычайно большим, сложным динамическим объектом. Для анализа состояния такой системы и прогнозирования тенденций его изменения необходимо не только использование опыта специалистов, но и изучение собранной и организованной с помощью системы SCADA информации относительно энергосистемы. Это нужно для получения текущих параметров, таких как состояние оборудования и линий, нагрузки, мощность генераторов, узловые напряжения, частота в системе и т. д. В целях использования научных данных для проведения анализа состояния системы и выдачи рекомендаций по ее управлению требуется также обращение к различным вычислительным программам, таким как программы оценки состояния, расчета перетоков, анализа надежности, экономического ведения режима и т. д., в зависимости от ситуации. В предлагаемой экспертной системе принято распределенное решение задачи. Общая структура системы приведена на рис. 1.

Пакет вычислительных программ всех видов и база данных энергетической системы дополняют собственно экспертную систему (заключена в пунктирную рамку на рис. 1). База данных энергосистемы непосредственно связана с базой данных экспертной системы. Распределенное решение задачи предполагает наличие большого количества независимых друг от друга решателей задач с различными функциями. Под общим управлением они распределяют между собой исходные и/или обработанные данные. В данном случае для обмена информацией желательна динамическая структура, поэтому принята структура типа «доска объявлений», т. е. структура глобальной динамической базы данных. Контролер «доски объявлений» осуществляет поддержку, управляет входом и выходом информации, а также общей ситуацией. Обмен информацией между решателями задач

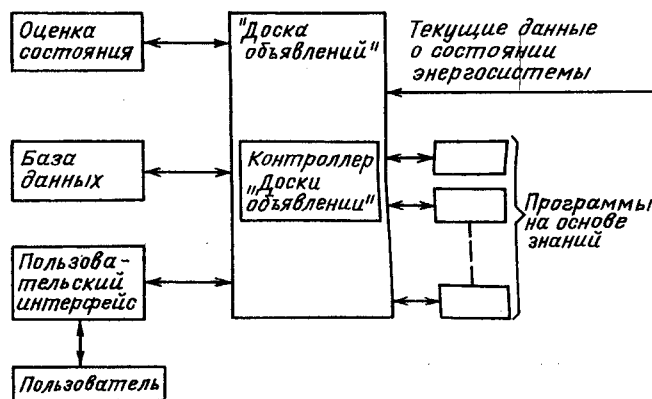


Рис. 2. «Доска объявлений»

осуществляется через «доску объявлений», как показано на рис. 2, где «программа на основе знаний» включает прогнозирование нагрузок, регулирование перетоков реактивной мощности и т. п.

В качестве языка реализации собственно экспертной системы выбран компилирующий Турбо-Пролог.

Описание знаний и механизм вывода. В предлагаемой системе используются два различных типа описания знаний и механизма вывода.

Первый тип — продукционные правила в обычном виде. Основная форма записи выглядит следующим образом: ЕСЛИ условие 1 И условие 2 И... И условие К, ТО заключение.

Например: ЕСЛИ напряжение в узле 5 меньше или равно 0,9, ТО напряжение в этом узле ниже минимально допустимого значения.

Другой пример: ЕСЛИ напряжение в узле 5 ниже минимально допустимого значения И в соседнем узле есть конденсатор,

ТО включить в работу конденсатор, находящийся рядом с узлом 5.

В базе знаний хранится большое количество правил такого вида, написанных на Прологе. Используется механизм обратного вывода с поиском «в глубину», так как на Прологе именно этот механизм вывода имеет наивысшую эффективность.

Очевидно, нет необходимости и возможности применять правила такого вида ко всем узлам и линиям в различных ситуациях. Это может быть сделано по отношению к важным узлам и линиям или может быть ограничено количество правил в соответствии с потребностями какой-либо программы. Таким образом, набор выполняемых правил не является полным.

С другой стороны, целью использования предлагаемой системы является определение общего состояния энергосистемы и тенденций его изменения. Однако очень трудно получить общую ситуацию, суммируя ситуации в каждом узле и линии только посредством продукционных правил. Поэтому мы приняли еще один способ описания знаний и механизма вывода — способ «глубокого уровня рассуждений». Этот способ требует наличия информации обо всех частях

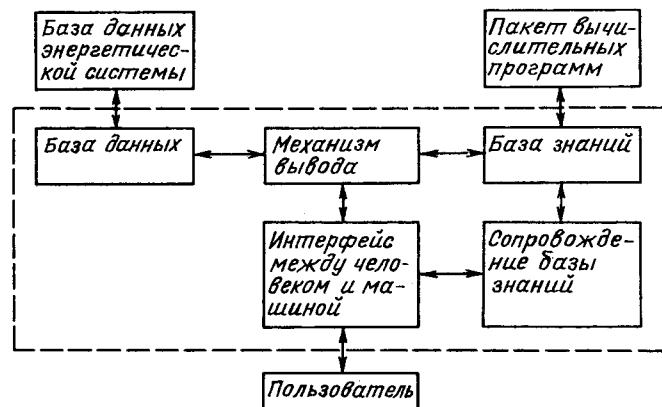


Рис. 1. Общая структура системы

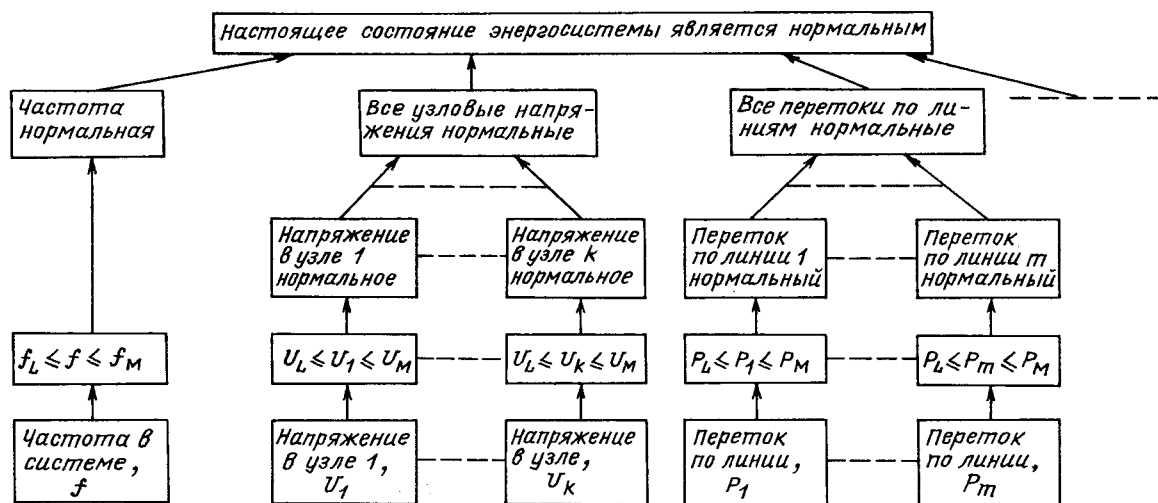


Рис. 3. Фрагмент сети причинно-следственных связей

исследуемой системы. Состояние всей системы может быть получено на основе суммирования состояний всех составных частей.

Конфигурация известной системы определена. Текущие значения параметров всех узлов и ветвей могут быть получены с помощью системы SCADA. Эти значения могут быть скомпонованы в сети причинно-следственных связей (деревья отношений) различных видов. Решение может быть получено на основе применения определенного метода поиска.

Пример такой сети причинно-следственных связей приведен на рис. 3. Скорость вывода при использовании «глубокого уровня рассуждений» ниже, чем в случае применения заранее заданных правил, но первый способ имеет явные преимущества при определении общего состояния системы большой размерности. Сочетание двух упомянутых методов позволяет улучшить свойства предлагаемой экспертной системы.

Для улучшения возможностей анализа энергосистем экспертная система должна содержать множество решателей задач. Каждый из них (например, для прогнозирования уровня нагрузки) может выделить для себя набор правил, поэтому принимается стратегия ведущей цели в процессе получения решения. Поиск концентрируется на одной и той же цели в данный момент времени. Создано дерево ранжированных целей, образующее систему иерархического управления.

Назначение интерфейса пользователя. Эффективность работы зависит от функциональных возможностей интерфейса пользователя. В связи с этим предлагаемая экспертная система имеет следующие характерные свойства.

а) Обеспечение меню. Меню появляется, как только система включается в работу. Например, пункт меню «Добавить новые правила» позволяет ввести новые правила с использованием формы «ЕСЛИ-ТО». Раздел меню «Консультант» представляет собой основную часть предлагаемой системы. При выборе этой функции система переходит в режим экспертной системы, может

анализировать текущее состояние, вызывать специальные программы (такие как прогнозирование нагрузок); могут быть задействованы вычислительные программы при наличии необходимых условий.

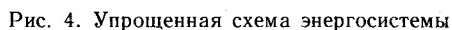
б) Многооконность и многообразие форм. На экране дисплея изображается схема исследуемой энергосистемы и ее название. Различными цветами и символами обозначены элементы системы. При изображении схемы открывается консультационное окно. В нем содержится пояснение к схеме и вопросы пользователю, такие как «выполнить задачу оптимального потокораспределения?» и т.п. После того, как пользователь ответит «да» и расчет будет выполнен, в окне появятся результаты или рекомендации относительно дальнейшей деятельности.

Если в исследуемой системе происходит какое-либо нарушение нормального режима, появится звуковой сигнал и мигающий сигнал красного цвета в соответствующем узле или линии на схеме. Кроме того, в окне будут даны рекомендации оператору в виде текста.

Использование многооконности и многообразия форм, возможностей графики, многоцветности, звуковых эффектов создает пользователю удобства при работе и повышает ее эффективность.

в) Объяснения. Объяснительная способность является одним из основных требований, предъявляемых к экспертной системе. Обычно в качестве «объяснений» используется припоминание пути поиска или процесса вывода, как правило — не на очень большую глубину. В предлагаемой системе объяснения соответствуют потребностям анализа энергосистемы. Например, после проведения анализа стало известно, что мощность некоторой линии превышает верхний предел. На схеме появится красный мигающий сигнал, а в окне — рекомендации по устранению ситуации. Если потребуются объяснения, на экране появятся: текущее значение мощности и предельное для линии, превышение предела, несколько способов устранения ситуации на выбор и т.д.

Если результат анализа данных будет «текущий режим нормален в общих чертах, напряжение узла X выходит за нижний предел», то на схеме место нарушения предела будет показано красным мигающим сигналом. В окне будет предложен метод ликвидации нарушения. Активируется оптимизационная программа II. Эта программа даст обоснованные предложения по ведению режима в такой ситуации, с помощью чего напряжение в узле X будет введено в допустимые пределы. Параметры режима, которые необходимо для этого изменить, будут выделены в соответствующих местах схемы зеленым цветом.



Таким образом, получена модифицированная матрица нагрузок для каждого часа из последних 7 суток. На основе этой матрицы рассчитывается предварительное прогнозируемое значение нагрузок на следующий день методом наименьших квадратов (программа расчета в данной статье не

рассматривается). Предварительное значение модифицируется в соответствии с правилами базы знаний, и в итоге получается окончательное прогнозное значение на следующий день.

Содержимое правил базы знаний определяется на основе опыта работы, например:

Правило 3 ЕСЛИ завтра будет холодный ветер, ТО значение 3 будет прибавлено к значению нагрузки в «соответствующий период времени».

Правило 4 ЕСЛИ завтра ожидается температура $\geq 30^\circ\text{C}$, ТО значение 4 будет прибавлено к значению нагрузки в «соответствующий период времени».

Правило 5 ЕСЛИ завтра — Новый год, ТО значение 5,1 будет вычтено из значения нагрузки в «соответствующие периоды времени» в дневное время; значение 5,2 будет добавлено к значению нагрузки в «соответствующие периоды времени» в ночное время.

В каждом правиле увеличение или снижение нагрузки задается на основе статистических данных, опыта специалиста — эксперта и различно для каждого региона. Значение переменной «соответствующий период времени» задается оператором в диалоговом режиме. Обращение к подпрограмме *DATE(YEAR, MONTH, DAY)*, т. е. ДАТА (ГОД, МЕСЯЦ, ДЕНЬ), автоматически дает дату. Когда применение правил заканчивается, система спрашивает оператора, ожидаются ли еще какие-либо важные события, и какие значения могут быть изменены. В зависимости от ответа пользователя система продолжает модификацию или нет.

Выводы. 1. Предлагаемая экспертная система для анализа состояния энергосистемы может оказать существенную помощь диспетчеру, дополняя его возможности. Получаемая с ее помощью всесторонняя информация о текущем состоянии системы и перспективе способствует принятию обоснованного решения.

2. Создан опытный вариант предлагаемой экспертной системы. Его отличительные черты: используется способ «глубокого уровня рассуждений»; реализовано взаимодействие систем обработки данных (в том числе базы данных, вычислительных программ), систем знаний, различных

цветовых функций экрана. Из-за недостаточного быстродействия система может использоваться только в режиме *OFF — LINE* и ее возможности нужно расширять. Однако разработка опытного варианта показала принципиальную возможность реализации системы и доказала целесообразность проведения дальнейших работ по совершенствованию предложенной системы.

3. До настоящего времени для анализа энергосистем используются различные математические методы. Сейчас получают распространение методы искусственного интеллекта, такие как экспертные системы. Эти методы аналогичны использованию человеческого мышления и опыта. Практически оба метода (математический, метод искусственного интеллекта) применяются отдельно и дополняют друг друга, т. е. создаются смешанные математически-интеллектуальные структуры. Эти структуры соответствуют современной ситуации в больших, сложных динамических системах, каковыми и являются энергосистемы. С их помощью могут быть разрешены сложные проблемы эксплуатации энергосистем. Обсуждаемая в статье система является комбинацией системы обработки данных и экспертной системы; в ней как раз реализуется вышеупомянутая конструкция смешанного типа.

При подготовке статьи была использована следующая литература: **Tomsovic K.**, et al. An expert system as a dispatcher's aid for the isolation of line section faults.—IEEE Trans. on Power Delivery, 1987, vol. PWRD-2, N 3; **Fujiwara R.**, et al. An intelligent load flow engine for power system planning.—IEEE Trans. on Power Systems, 1986, vol. PWRS-1, N 3; **Chen — Ching Liu, Tomsovic K.** An expert system assisting decision-making of reactive power/voltage control.—IEEE Trans. on Power Systems, 1986, vol. PWRS-1, N 3; **Zhang Zili.** Master's degree thesis.—Harbin Institute of Technology, China; **Yang Honggeng, Wang Xianrong, Liu Zhuo, Fang Gongshou.** Optimal power flow by guiding the search direction.—IFAC Symp. on PSPPC, Aug. 1986, Beijing, China.

[30.05.91]

Анализ режимов работы емкостного накопителя для формирования импульсов тока в рельсотронном ускорителе

АЛЕКСЕЕВ А. В., БАЛТАХАНОВ А. М.

ВНИЦ ВЭИ им. В. И. Ленина, г. Истра

В настоящее время большое внимание уделяется разработке импульсных источников питания для рельсотронных ускорителей, причем при ускорении снарядов с массой порядка нескольких сотен грамм до скоростей, превышающих 7 км/с, особенно важно обеспечить оптимальное отношение пикового ускорения к среднему, так как электромагнитные ускорители имеют предел максимально допустимого ускорения снаряда. С этой точки зрения оптимальной является форма импульса с плоской вершиной, для которого указанное соотношение близко к единице (для примера, синусоидальный импульс имеет отношение, равное двум) [1—3], т. е. импульс тока с плоской вершиной приводит к более высокой эффективности системы либо за счет меньшего тока, либо за счет более короткого ствола ускорителя. В [4] для формирования импульса тока с плоской вершиной предлагается использовать профилированные рельсы, в [5] формируется задача определения темпа включения конденсаторных батарей для получения требуемого тока на постоянной нагрузке. В [6] разработан пакет программ ФЕИ для персонального компьютера, рассчитывающий параметры формирующего емкостного накопителя энергии (ФЕН) для получения требуемого импульса тока в рельсотронном ускорителе. Показано, что достаточно разбить накопитель на 2—3 канала, чтобы получить требуемый импульс тока со среднеквадратичным отклонением от требуемого не более чем на 5 %. В настоящей работе, используя вышеуказанный пакет программ, авторы провели анализ различных схем ФЕН для получения импульса тока с плоской вершиной и сопоставление их между собой как по форме получаемого тока и к. п. д. ускорения, так и по возможности аппаратной реализации.

Постановка задачи. Формирующий емкостный накопитель состоит из отдельных конденсаторных модулей, которые управляются основными и кроубарными коммутаторами. Отдельные модули могут объединяться в группы конденсаторных модулей

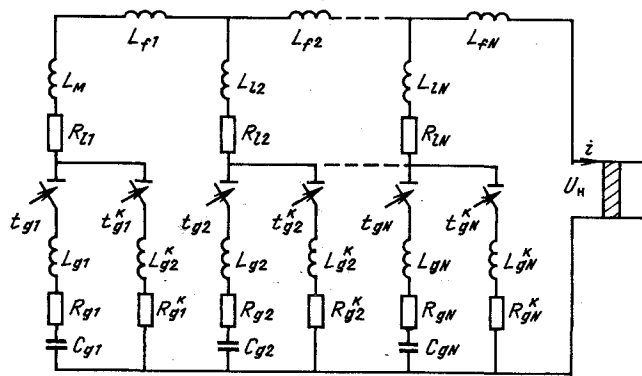


Рис. 1. Формирующий емкостный накопитель энергии

(ГКМ). Основные коммутаторы в каждой группе конденсаторных модулей срабатывают одновременно, так же как и кроубарные. Группы конденсаторных модулей через токопроводящие линии и формирующие индуктивности соединяются с ускорителем либо с другими группами конденсаторных модулей. На рис. 1 показана схема формирующего емкостного накопителя энергии. Для i -й группы конденсаторных модулей имеем:

C_{gi} , L_{gi} , R_{gi} , L_{gi}^* , R_{gi}^* — емкость, индуктивность и активное сопротивление основной и кроубарной цепи; t_{gi} , t_{gi}^* — время включения основного и кроубарного коммутатора; L_{li} , R_{li} — индуктивность и активное сопротивление токопроводящей линии; L_{fi} — формирующая индуктивность. Требуется на нагрузке сформировать заданный ток $i(t)$ в интервале времени $\Delta t(t_p, t)$, варьируя емкость и напряжение каждой группы конденсаторных модулей C_{gi} и U_{gi} время коммутации основных и кроубарных коммутаторов t_{gi} , t_{gi}^* число групп конденсаторных модулей N , индуктивность формирующих реакторов L_{fi} .

Назовем вышеописанную схему на рис. 1 основной схемой. Наряду с основной схемой рассмотрим схему без формирующих индуктивностей $L_{fi}=0$ и схему с синхронно работающими основными коммутаторами $t_{gi}=t_{g2}=\dots=t_{gN}$ для получения требуемого импульса тока в рельсотронном ускорителе. Сравним между собой работу вышеуказанных схем по трем показателям: 1) по форме получаемого импульса тока в рельсотронном ускорителе; 2) по величине к. п. д. ускорения; 3) по надежности и степени трудности технической реализации.

Сравнение проведем на примере синтеза формирующего емкостного накопителя для получения квазипрямоугольного импульса тока величиной 600 кА в интервале времени Δt (0,1 мс; 1,1 мс) в рельсотронном ускорителе с параметрами $L'=500$ нГ/м; $R'=0,01$ мОм/м; $m=10$ г. Для создания ФЕН использовать 80 конденсаторных модулей с параметрами: $C_m=200$ кФ; $L_m=100$ нГн; $R_m=3$ мОм; $L_i=250\div500$ нГн; $R_i=70\div140$ мОм; $U_0\leq 5$ кВ. Для исключения перезаряда конденсаторов кроубарные ключи коммутировать при переходе напряжения на конденсаторах через нуль.

Максимальное значение тока $I_m=600$ кА и его длительность $\Delta t=1$ мс определены исходя из величины максимально допустимой электромагнитной силы, действующей на рельсы, и длины рельсов:

$$F_{эм} = \frac{i_0^2}{2} \frac{dL}{dx} \leq F_{max}, \quad \int_0^{\Delta t} \frac{F_{эм}}{m} dt \cdot dt \leq l_{max}$$

Таблица 1

Параметры формирующих емкостных накопителей для получения тока в нагрузке $i=600$ кА, $\Delta t=1$ мс. Напряжение $U \leq 5$ кВ; число модулей $M \leq 80$; число модулей в группе не более 50; основная схема

Номер ГKM	C_{gi} , мкФ	L_{gi} , нГн	R_{gi} , МОм	L_{li} , нГн	R_{li} , МОм	U_i , кВ	t_i , мкс	L_{fi} , мкГн
Две группы конденсаторных модулей $\Delta i_{cp}=21,8$ кА; $\eta=20,9$								
1	50×2000	2,0	0,06	5,0	1,4	5,0	250	1,9
2	30×2000	3,3	0,10	16,6	4,65	4,95	0,0	0,7
Три группы конденсаторных модулей $\Delta i_{cp}=15,7$ кА; $\eta=21,5$								
1	43×2000	2,32	0,07	5,8	1,62	5,0	250	1,8
2	30×2000	3,3	0,10	16,6	4,65	4,95	0,0	0,7
3	7×2000	0,14	0,43	37,5	10,5	5,0	915	0,0
Четыре группы конденсаторных модулей $\Delta i_{cp}=14$ кА; $\eta=21,8$								
1	38×2000	2,62	0,08	6,6	1,84	5,0	250	1,70
2	5×2000	20,0	0,60	50,0	14,0	5,0	757	0,0
3	30×2000	3,3	0,10	16,6	2,33	4,9	0,0	0,65
4	7×2000	14,2	0,43	37,5	10,5	5,0	935	0,0

Основная схема. В табл. 1 приведены результаты расчетов, а на рис. 2 — графики изменения тока в ускорителе и напряжение в каждой группе конденсаторных модулей, в случае когда ФЕН состоит из двух ($N=2$) и четырех ($N=4$) групп конденсаторных модулей. Среднеквадратичное отклонение тока Δi_{cp} от заданного изменяется от 21,8 кА (3,5 %) при $N=2$ до 14 кА (2,3 %) при $N=4$. Из рис. 2 видно, что в течение времени ускорения Δt напряжение в каждой группе конденсаторов не переходит через нуль, т. е. не происходит перезаряда конденсаторов и следовательно не требуется коммутация кробоарных ключей. КПД ускорения составляет 21—22 %.

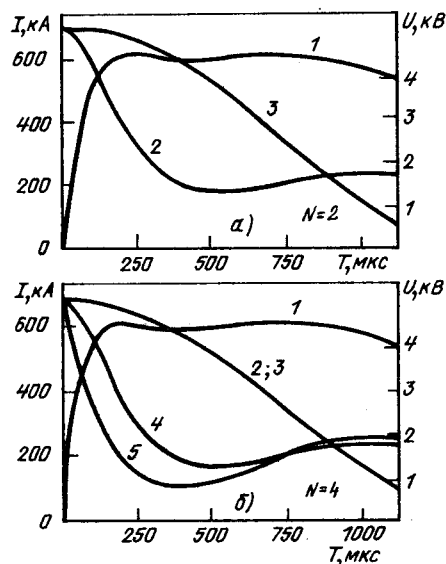


Рис. 2. Кривые тока в нагрузке и напряжения на зажимах каждой ГKM в основной схеме при $N=4$ (а) и при $N=2$ (б): 1 — ток в нагрузке; 2 — напряжение на первой ГKM; 3 — напряжение на третьей ГKM; 4 — напряжение на третьей ГKM; 5 — напряжение на четвертой ГKM

Таблица 2

Параметры формирующих емкостных накопителей энергии для получения тока в нагрузке $i=600$ кА, $\Delta t=1$ мс. Напряжение $U \leq 5$ кВ, число модулей $M \leq 80$, фронтовая индуктивность $L_{fi}=0$

Номер ГKM	C_{gi} , мкФ	L_{gi} , нГн	R_{gi} , МОм	L_{li} , нГн	R_{li} , МОм	U_i , кВ	t_i , мкс	i_{max} , кА	$\tau_{i max}$, мкс
Две группы конденсаторных модулей $\Delta i_{cp}=112$ кА; $\eta=27$									
1	37×2000	2,7	0,08	12,5	3,5	5,0	0,0	1100	200
2	43×2000	2,32	0,07	6,1	1,7	5,0	370	—	—
Три группы конденсаторных модулей $\Delta i_{cp}=82$ кА; $\eta=22$									
1	30×2000	3,33	0,10	16,7	4,67	5,0	0,0	900	170
2	13×2000	7,7	0,23	20,2	5,65	5,0	260	—	—
3	37×2000	2,7	0,08	6,75	1,89	5,0	505	—	—
Четыре группы конденсаторных модулей $\Delta i_{cp}=70$ кА; $\eta=20,7$									
1	26×2000	3,84	0,11	19,2	5,38	5,0	0	800	120
2	9×2000	11,1	0,33	36,1	10,1	5,0	200	—	—
3	11×2000	9,09	0,27	22,7	6,36	5,0	355	—	—
4	34×2000	2,94	0,09	7,35	2,06	5,0	552	—	—
Пять групп конденсаторных модулей $\Delta i_{cp}=69$ кА									
1	25×2000	4,0	0,12	20	5,6	5,0	0,0	—	—
2	9×2000	11,1	0,33	37,5	10,5	5,0	190	—	—
3	12×2000	8,33	0,25	20,8	5,83	5,0	355	—	—
4	21×2000	4,76	0,14	11,9	3,33	5,0	542	—	—
5	13×2000	7,69	0,23	19,2	5,38	5,0	626	—	—

Схема без формирующих реакторов ($L_{fi}=0$). Схема без формирующих реакторов соответствует работе многоканального емкостного накопителя энергии, когда все каналы непосредственно подключены к зажимам рельсотронного ускорителя. В табл. 2 приведены результаты расчетов при $N=2 \div 4$. На рис. 3 показаны кривые тока в нагрузке и напряжения в каждой группе конденсаторных модулей при $N=2$ и $N=4$. Сред-

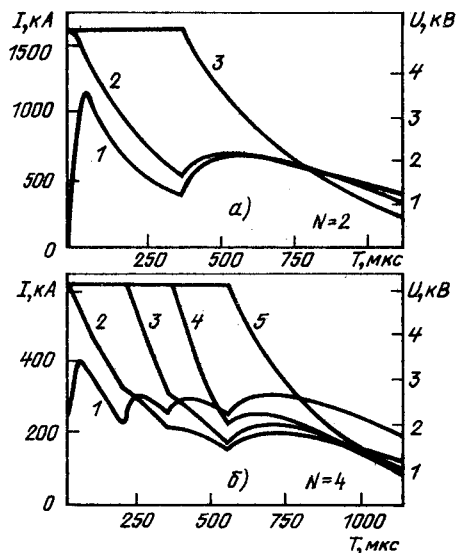


Рис. 3. Кривые тока в нагрузке и напряжения на зажимах каждой группы конденсаторных модулей в схеме с $L_{fi}=0$ (обозначения те же, что на рис. 2)

неквадратичное отклонение тока $\Delta i_{\text{ср}}$ в этом случае выше чем в основной схеме и изменяется в интервале от 112 кА (19 %) при $N=2$ до 69 кА (12 %) при $N=4$. Как и в основной схеме не происходит перезаряда конденсаторов, однако из-за того, что $L_{\text{н}}=0$, происходит большой бросок тока в начальный момент времени $t < 100$ нс, превышающий номинальное значение в $1,3 \div 2$ раза. Среднеквадратичное отклонение тока $\Delta i_{\text{ср}}$ от требуемого значения составляет свыше 10 %, к. п. д. ускорения составляет 21–22 %. С точки зрения схемной реализации схема с $L_{\text{н}}=0$ проще основной, однако уступает ей по качеству получаемого тока в нагрузке.

Схема с синхронно работающими коммутаторами ($t_{g1}=t_{g2}=\dots=t_{gN}$). Схема с синхронно работающими коммутаторами эквивалентна основной схеме (рис. 1), когда все основные коммутаторы срабатывают одновременно. В табл. 3 приведены результаты расчетов при $N=2 \div 4$, а на рис. 4 — кривые тока и напряжения в каждой группе конденсаторных модулей, среднеквадратичное отклонение тока изменяется в интервале от 20 кА (3,3 %) при $N=2$ до 15 кА (2,5 %) при $N=4$, к. п. д. ускорения составляет 21–22 %, т. е. имеем квазипрямоугольный импульс тока длительностью $\Delta t=1$ мс, амплитудой 600 кА со среднеквадратичным отклонением тока не более чем 3,3 %. Как и в основной схеме не происходит перезаряда конденсаторов, поэтому кроубарные ключи можно не использовать. Рассматриваемая схема имеет гораздо более простую систему управления высоковольтными коммутаторами (синхронный запуск коммутаторов) по сравнению с основной схемой и в то же время импульс тока в ускорителе и к. п. д. не уступают соответствующим параметрам, полученным при помощи основной схемы. Учитывая, что конденсаторные модули первоначально заряжены до одного уровня напря-

Таблица 3

Параметры формирующих емкостных накопителей энергии для получения тока в нагрузке $i=600$ кА, $\Delta t=1$ мс. Напряжение $U \leq 5$ кВ, число модулей $M \leq 80$, основные коммутаторы включаются одновременно

Номер ГKM	C_{gi} , мкФ	L_{gi} , нГн	R_{gi} , мОм	$L_{\text{н}}$, нГн	$R_{\text{н}}$, мОм	U_i , кВ	L_i , мкГн
Две группы конденсаторных модулей $\Delta i_{\text{ср}}=20$ кА; $\eta=22,2$							
1	59×2000	1,7	0,05	4,45	1,25	5,0	2,7
2	17×2000	5,88	0,176	22,8	6,38	5,0	0,5
Три группы конденсаторных модулей $\Delta i_{\text{ср}}=16$ кА; $\eta=21,6$							
1	23×2000	4,35	0,13	10,9	3,04	5,0	0,05
2	40×2000	2,5	0,075	6,56	1,83	5,0	2,75
3	17×2000	5,88	0,176	22,8	6,38	5,0	0,50
Четыре группы конденсаторных модулей $\Delta i_{\text{ср}}=15$ кА; $\eta=21,8$							
1	60×2000	1,67	0,05	4,17	1,17	5,0	0,05
2	3×2000	33,3	1,0	87,5	24,5	5,0	2,65
3	16×2000	6,25	0,188	23,4	6,56	5,0	0,50
4	1×2000	100	3,0	262	73,5	5,0	0,0

жения (см. табл. 3) схему с синхронно работающими основными коммутаторами можно преобразовать в схему, содержащую только один коммутатор. Это еще больше упрощает управление формирующим емкостным накопителем.

Таким образом, сравнивая между собой работу основной схемы, схемы с $L_{\text{н}}=0$ и схемы с синхронно работающими основными коммутаторами, следует отдать предпочтение схеме с синхронно работающими основными коммутаторами, которая имеет простую систему управления высоковольтными коммутаторами и обеспечивает с высокой точностью ($\Delta i_{\text{ср}} < 3,3$ %) требуемый импульс тока на ускорителе.

Импульс тока длительностью $\Delta t=1$ мс удалось получить при помощи ФЕН состоящего из двух ГKM; очевидно, что для получения более длительного импульса тока с плоской вершиной потребуется большее количество ГKM. Следует заметить, что КПД ускорения в рассматриваемых примерах относительно невелик ($\eta=22$ %), что вызвано тем, что ускорение происходит при ограниченном токе и на ограниченном пути. К моменту вылета снаряда из рельсов кинетическая энергия составляет $0,22W_0$, конденсаторные модули практически разрядились (осталось менее $0,16W_0$), остальная энергия в основном сосредоточена в магнитном поле рельсов и формирующих реакторов, так как в момент завершения ускорения ток в рельсах близок к максимальному.

При практической реализации схемы ФЕН следует учитывать влияние отклонения параметров элементов ФЕН от оптимального значения на форму импульса тока в ускорителе. Чтобы оценить влияние отклонения параметров ФЕН на форму импульса тока были проведены расчеты по основной схеме при $N=2$ и изменении параметров в интервале ± 10 % оптимального значения

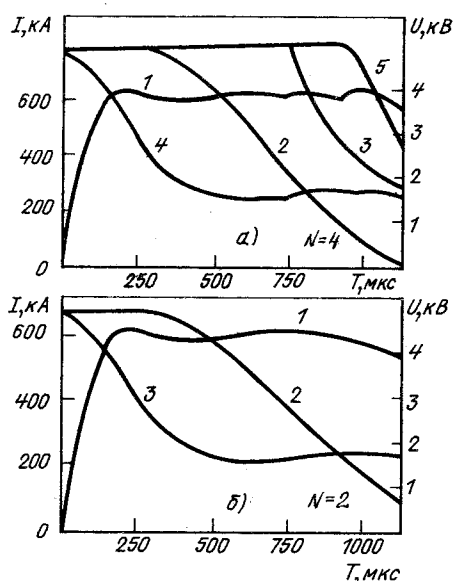


Рис. 4. Кривые тока в нагрузке и напряжения на зажимах каждой группы конденсаторных модулей в схеме с синхронно работающими основными коммутаторами (обозначения те же, что и на рис. 2)

(см. табл. 1). Расчеты показали, что при изменении параметров

$$(U_{0b}, C_{gb}, R_{gb}, L_{gb}, t_{gb}, R_{lb}, L_{lb}, L_{fb}, L'_0, R'_0, m)$$

в указанных интервалах, среднеквадратичное отклонение тока от требуемого значения ($I_n = 600$ кА) не превышает 6 %. Наибольшее влияние на ток оказывает разброс напряжения на конденсаторной батарее.

Вывод. Показано, что наиболее простой схемой для формирования квазипрямоугольного импульса тока в рельсотронном ускорителе является схема формирующего емкостного накопителя энергии с синхронно запускаемыми основными коммутаторами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Marshall R. A. Railgun energy storages and systems.— Proc. of the 3-d IEEE Pulse Power Conf., 1981, pp. 193—198.
2. Holland L. D. Distributed-current-feed and distributed-energy-storage railguns.— IEEE Trans. on Magnetics, 1984, vol. 20, № 2, pp. 272—275.
3. Future trends for compulcatur driving railguns / S. B. Pratap, M. D. Driga, W. F. Weldon, M. L. Spann.— IEEE Trans. on Magnetics, 1986, vol. 22, № 6, pp. 1681—1683.
4. Шнеерсон Г. А. Обратная задача для электротехнической модели рельсотрона.— ЖТФ, 1988, т. 59, вып. 11, с. 2136—2146.
5. Фридман Б. Э. Переходные процессы при программируемом разряде емкостного накопителя энергии.— Электричество, 1989, № 12, с. 36—41.
6. Алексеев А. В., Балтаханов А. М. Емкостный накопитель для формирования импульса тока в рельсотронном ускорителе. Электричество, 1990, № 10, с. 36—40.

[17.05.91]

УДК 621.313.322:621.319.4

Математическое описание переходных зарядных процессов в системе «емкостный синхронный генератор — выпрямитель — емкостный накопитель энергии»

ГАНДИЛЯН С. В., ГАНДИЛЯН У. В.

Ереван

В последнее время в большинстве промышленно развитых стран мира ведутся разработки по созданию новых видов аккумуляторов электрической энергии. Их применение оправдано как в системах автономного энергоснабжения, так и в различных областях современной электротехники, к примеру, для питания оптических генераторов и мощных плазменных двигателей, для создания сильных магнитных полей в системах радиолокации, в системах лазерной сетевой сигнализации. В этих системах широкое применение находят импульсные источники вторичного электропитания с емкостными накопителями электрической энергии (батарея конденсаторов) [1, 2].

Особые перспективы открываются при использовании емкостных накопителей энергии в энергоустановках глубокого вакуумирования. При этом возникает возможность накопления в емкостном накопителе большого количества энергии, поскольку высокий вакуум допускает повышение напряжения в наиболее нагруженных участках цепи до десятков и сотен киловольт. Применение силовых конденсаторов в вакуумных аппаратах связано с созданием высокоэффективных технических систем преобразования постоянного тока в переменный (и обратно) [3, 4].

В импульсной электроэнергетике в качестве источника питания для емкостного накопителя энергии применяют статические и электромашинные источники постоянного тока. Наиболее распространенным электромашиным зарядным источником питания являются высоковольтные вентильные генераторы постоянного тока и низковольтные индуктивные синхронные генераторы (предназначенные для работы на стационарную нагрузку) с повышающим трансформатором и высоковольтным выпрямителем [5, 6].

Сравнительно недавно в различных областях современной электротехники возник интерес к емкостным электрическим машинам. По состоянию на сегодня наибольшие перспективы имеют емкостные генераторы с вакуумной изоляцией [7, 8]. По расчетам [9] в условиях космического вакуума для емкостных машин является реальным получение удельной объемной мощности 500 кВт/м (напряженность рабочего электрического поля 50 кВ/мм считается промышленно приемлемой).

Использование в качестве зарядного устройства в емкостном накопителе энергии емкостного генератора является идеей весьма заманчивой и жизнеспособной, особенно если весь накопитель будет выполнен в вакуумной капсуле [10]. Известно, что вакуумные емкостные генераторы

при определенных условиях имеют преимущества перед индуктивными машинами, особенно в автономных системах, где возникает необходимость генерирования напряжения выше 100 кВ. Последнее доказано в работах таких зарубежных фирм, как «Дженерал Электрик» (США), «Филипс» (Нидерланды), «Сомес» (Франция) [11, 12].

Математическое описание процесса заряда. Принципиальная схема заряда емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) от емкостного синхронного генератора через мостовой двухполупериодный выпрямитель (по схеме Ларионова) приведена на рис. 1.

Теория емкостных электрических машин не получила достаточного развития, хотя ей, с точки зрения общих положений электродинамики, было положено в [13]. На современном этапе развития электромеханики создается общая теория электромеханических преобразователей энергии, разделом которой является теория емкостных машин [14]. В [15] принципы теоретической электромеханики (физическое описание процессов энергообмена, происходящих в индуктивных и емкостных машинах) развиваются на основе двух сопряженных обобщенных пространств с использованием принципа разбиения единого процесса электромагнитного поля LC-контура на два пространственно-временных процесса: магнитоэлектрической индукции $e(t) = -\frac{d\psi}{dt}$ и электромагнитной ин-

дукции $i^*(t) = -\frac{dQ^*}{dt}$, связанных с двумя физически различными методами энергообмена.

В [16] разработана последовательная аналитическая теория для емкостных машин переменного тока с использованием общей методологии, принятой при исследовании индуктивных машин переменного тока. При этом в качестве исходных уравнений при исследовании переходных процессов принимаются следующие:

$$\hat{T}_r = \hat{G}\hat{V}_r + \frac{d\hat{Q}_r}{dt}; \quad (1)$$

$$M_e = T_e \frac{d\omega}{dt} + k\omega + \frac{p_0}{2} \hat{V}_r \frac{d\hat{C}}{dt} \hat{V}_r^{-1} \omega; \quad (2)$$

$$I_f = G_f V_f + \frac{dQ_f}{dt}; \quad (3)$$

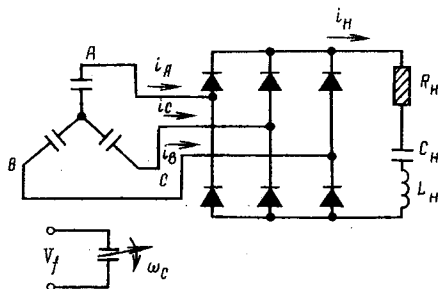


Рис. 1. Принципиальная схема зарядного контура

$$\hat{T}_n = \hat{B}_n \hat{V}_n, \quad (4)$$

где \hat{T}_r , \hat{V}_r , \hat{Q}_r — вектор матрицы токов, напряжений и электрических потокоцеплений; \hat{G} — матрица активных проводимостей машины; \hat{B}_n — вектор-матрица проводимостей нагрузки; $I_f(t)$ — ток цепи возбуждения генератора; $\omega(t)$ — частота вращения ротора; \hat{C} — матрица собственных и взаимных емкостей; p_0 — число пар полюсов; индексом t обозначена транспонированная матрица.

Уравнения (1) являются уравнениями емкостного генератора, (2) — движения ротора, (3) — возбуждения, (4) — нагрузки.

После некоторых преобразований уравнения (1) можно представить в каноническом виде

$$\frac{d\hat{V}_r}{dt} = \hat{B}\hat{V}_r + \hat{C}^{-1}\hat{T}_r, \quad (5)$$

где матрица

$$\hat{B} = \hat{C}^{-1} \left(\frac{d\hat{C}}{dt} + \hat{G} \right). \quad (6)$$

Основным режимом работы выпрямителя является чередование коммутационных интервалов, когда одновременно открыты три вентиля (рис. 2, а) с внекоммутационными интервалами, когда одновременно открыты только два вентиля (рис. 2, б). За один период выпрямленного напряжения будут иметь место шесть коммутационных и шесть внекоммутационных интервалов, соответствующих шести вентилям двухполупериодной схемы выпрямления.

Уравнения напряжений и токов вентилей выпрямительной схемы, определяемые нелинейной системой из шестнадцати алгебраических уравнений, выражающие законы Кирхгофа для трехфазной двухполупериодной схемы выпрямления приводится к виду

$$\left. \begin{aligned} V_{b,c} - V_a = V_1 - V_{3,5}; \quad V_{1,3,5} + V_{2,4,6} + V_n = 0; \\ i_3 = i_{1,2} + i_{3,4} + i_{5,6}; \quad i_{a,b} + i_{1,3} = i_{2,4}; \\ V_a + V_b + V_c = 0; \quad V_k = V_k(i_k), \quad k = 1, \dots, 6, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $V_k = V_k(i_k) = i_k R_k(i_k)$ — выражение вольт-амперной характеристики вентилей; $R_k(i_k)$ — динамические сопротивления вентилей.

Уравнения напряжения и тока емкостного накопителя определяются в форме

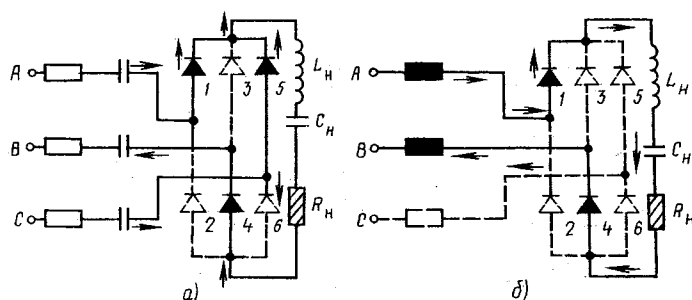


Рис. 2. Схемы зарядного контура: а — для коммутационного интервала; б — для внекоммутационного интервала

$$i_3 = i_1 + i_3 + i_5; \quad V_n(t) = V_0 + L_n \frac{di_3}{dt} + \frac{1}{C_n} \int_0^{t_3} i_3 dt, \quad (8)$$

где V_0 и V_n — напряжение на накопителе соответственно в начале и в конце зарядки; C_n — емкость накопителя; t_3 — время зарядки.

В соответствии со схемой рис. 2, а для коммутационного интервала справедливо:

$$i_b + i_c = -i_a; \quad i_3 = -i_a, \quad (9)$$

и соответственно для напряжений имеем уравнение

$$\frac{dV_k}{dt} = \sum_j \alpha(\omega t)_{0j} + \sum_e \beta_{0e}^{-1} i_e + L_n \frac{d^2 i_3}{dt^2} + \frac{1}{G_n} \frac{di_3}{dt} + \frac{i_3}{C_n}, \quad (10)$$

$$\text{где } V_k = \frac{V_b + V_c}{2} - V_a.$$

Аналогично для внекоммутационного интервала в соответствии со схемой рис. 2, б имеем:

$$i_3 = i_b = -i_a \quad (11)$$

и соответственно

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{V}_{b/k}}{dt} = & \sum_j \eta(\omega t)_{0j} V_j + \sum_e m_{0e}^{-1}(\omega t) i_e + \\ & + \frac{1}{G_n} \frac{di_3}{dt} + L_n \frac{d^2 i_3}{dt^2} + \frac{i_3}{C_n}, \end{aligned} \quad (12)$$

$$\text{где } \bar{V}_{b/k} = V_b - V_a.$$

В уравнениях (10) и (12) введены символические обозначения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{B(\omega t)_{bj} + B(\omega t)_{cj}}{2} - B(\omega t)_{aj} &= \alpha(\omega t)_{0j}; \\ C_{be}^{-1} - C_{ae}^{-1} &= m_{0e}^{-1}; \\ \frac{C_{be}^{-1} + C_{ce}^{-1}}{2} - C_{ae}^{-1} &= \beta_{0e}^{-1}; \\ B(\omega t)_{aj} - B(\omega t)_{bj} &= \eta(\omega t)_{0j}; \\ j, l &= \{a, b, c, f\}; \quad j \neq l, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где C_{ae}^{-1} , C_{be}^{-1} , C_{ce}^{-1} — элементы обратной матрицы емкостей (вывод этих уравнений ради экономии места здесь не дан).

Для других коммутационных и внекоммутационных интервалов структура уравнений (10) и (12) не изменяется, а лишь изменяются индексы при напряжениях и токах.

Описание процесса зарядки емкостного накопителя от емкостного синхронного генератора. В [17] составлены линейные дифференциальные уравнения напряжений и токов фазных электродов якоря трехфазного синхронного генератора дисковой конструкции с тремя электродами на якоре (рис. 3, а), при активной нагрузке имеющие вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_3}{d\gamma} + \frac{1}{\tau_0} i_3 &= \frac{G}{\pi} \Psi(\gamma) V_F; \\ \frac{dV_3}{d\gamma} + \frac{1}{\tau_0} V_3 &= \frac{3}{2\pi} \Psi(\gamma) V_F, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где

$$\begin{aligned} \tau_0 &= \frac{R}{X_d}; \quad X_d = \left(\frac{1}{3} \omega C_\Phi \right)^{-1}; \quad R = \frac{R_\Phi R_n}{R_\Phi + 3R_n}; \\ \Psi(\gamma) &= \frac{dC_\omega}{d\gamma}; \quad C_\omega(\gamma) = \frac{1}{2} (C_{F1,m} - C_{F2,m}). \end{aligned} \quad (15)$$

Графики функции $C_\omega(\gamma)$ и $\Psi(\gamma)$ приведены на рис. 3, б.

Введение некоторых допущений, касающихся процессов в выпрямителе, позволило авторам с достаточной для инженерной практики точностью описать процесс зарядки емкостного накопителя энергии от емкостного синхронного генератора дисковой конструкции. В результате были получены уравнения, позволяющие эффективно использовать аналоговые или цифровые ЭВМ для поиска оптимальных параметров зарядной системы и оптимальных экранов регулирования возбуждения емкостного генератора.

Эти допущения можно вкратце сформулировать в следующем виде:

1. Напряжение возбуждения и скорость вращения ротора в течение всего процесса заряда заданы и постоянны.

2. Реальные вентили в системе выпрямления заменяются идеальными вентилями. Такие элементы могут находиться с двух энергетических состояниях: открытом, когда $U=0$, $i>0$, и закрытом, когда $i=0$, $U<0$, или $U<0$, но нет импульса управления. При этом информацию о текущем состоянии вентилях выпрямителя удобно записывать

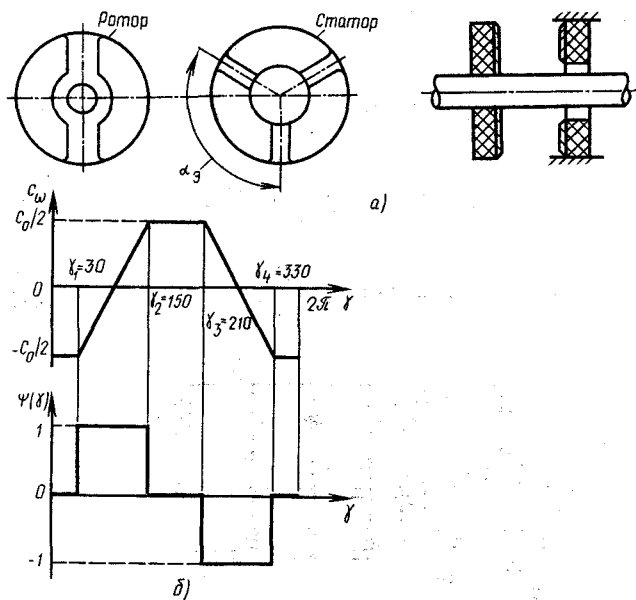


Рис. 3. Емкостный синхронный генератор дисковой конструкции: а — конструкция ротора и статора; б — графики функций $C_\omega(\gamma)$ и $\Psi(\gamma)$

в виде булевозначной функции:

$$X = \begin{cases} 1, & \text{если клапан открыт;} \\ 0, & \text{если клапан закрыт.} \end{cases}$$

3. Собственные индуктивности оборудования зарядной энергоустановки не учитываются.

4. Циклические режимы питания накопителя можно представить последовательностью зарядных процессов, пренебрегая временем разряда емкостного накопителя по сравнению с временем заряда.

Несложные теоретические исследования показали, что при зарядке емкостного накопителя от емкостного генератора дисковой конструкции мгновенное значение выпрямленного напряжения описывается в двух видах:

уравнение для коммутационного интервала

$$\frac{d\tilde{V}_k}{d\gamma} = \frac{1}{\tau_0} \tilde{V}_k + \frac{3V_F}{2\pi} \Psi_k(\gamma) + \frac{1}{G_n} \frac{di_3}{d\gamma} + L_n \omega \frac{d^2 i_3}{d\gamma^2} + \frac{i_3}{\omega C_n}; \quad (16)$$

уравнение для внекоммутационного интервала

$$\frac{d}{d\gamma} V_{b/k} = \frac{1}{\tau_0} V_{b/k} + \frac{3V_F}{2\pi} \Psi_{b/k}(\gamma) + \frac{1}{G_n} \frac{di_3}{d\gamma} + L_n \omega \frac{d^2 i_3}{d\gamma^2} + \frac{i_3}{\omega C_n}, \quad (17)$$

где $\Psi_k(\gamma) = -1,5\Psi(\gamma)$; $\Psi_{b/k}(\gamma) = 2\Psi(\gamma)$.

Для зарядной системы с симметричным емкостным электромашинным источником и выпрямителем имеет место

$$\begin{aligned} V_a &= E_{0m} f(\omega t); \quad V_b = E_{0m} f\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); \\ V_c &= E_{0m} f\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (18)$$

где E_{0m} — амплитуда фазных напряжений генератора (их представление в виде ряда Фурье содержит спектр гармоник в следующей форме:

$$\begin{aligned} V_a &= \sum_{v=1}^{\infty} E_{0mv} \sin \omega t v; \\ V_b &= \sum_{v=1}^{\infty} E_{0mv} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) v; \\ V_c &= \sum_{v=1}^{\infty} E_{0mv} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) v. \end{aligned} \quad (19)$$

Представим $\Psi(\gamma)$ в виде ряда Фурье:

$$\Psi(\gamma) = \sum_{v=1,3,5,\dots} \frac{4}{\pi v} \cos \gamma_1 v \sin \omega t v, \quad (20)$$

Подставляя (19) и (20) в (16) и (17) и представляя зарядный ток в виде $i_3(\gamma) = \sum_{v=1}^{\infty} i_{3v}$,

для первой гармоники зарядного тока получаем следующие уравнения;

уравнение для коммутационного интервала

$$\begin{aligned} 1,5\omega E_{0m1} \cos \gamma &= \frac{9V_F}{\pi^2} \cos \gamma_1 \sin \gamma + \\ &+ 1,5 \frac{\omega}{\tau_0} E_{0m1} \cos \gamma + \frac{1}{G_n} \frac{d}{d\gamma} i_{31} + \\ &+ \frac{i_{31}}{\omega C_n} + \omega L_n \frac{d^2 i_{31}}{d\gamma^2}; \end{aligned} \quad (21)$$

уравнение для внекоммутационного интервала

$$\begin{aligned} \sqrt{3} E_{0m1} \omega \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{6}\right) &= \frac{\sqrt{3}}{\tau_0} E_{0m1} \sin \left(\gamma + \frac{\pi}{6}\right) + \\ &+ \frac{12}{\pi^2} \cos \gamma_1 \sin \gamma + \frac{1}{G_n} \frac{d}{d\gamma} i_{31}(\gamma) + \frac{i_{31}}{\omega C_n} + \omega L_n \frac{d^2 i_{31}}{d\gamma^2}. \end{aligned} \quad (22)$$

При чередовании коммутационных и внекоммутационных интервалов имеем уравнение зарядки накопителя в форме

$$\begin{aligned} \frac{dV_a}{dt} &= \frac{1}{\tau_0} V_a + \frac{3k_0}{2\pi} V_F \Psi(\gamma) + \frac{1}{G_n} \frac{di_3}{d\gamma} + \\ &+ L_n \omega \frac{d^2 i_3}{d\gamma^2} + \frac{i_3}{\omega C_n}, \end{aligned} \quad (23)$$

где $k_0 = 1,5 \div 2$ — коммутационный коэффициент.

Таким образом, в коммутационных интервалах в цепи зарядного контура оказывается включенным источник напряжения с $V_m^0 = 1,5E_{0m}$ и последовательно с параметрами зарядного контура включена увеличенная в 1,5 раза проводимость фазы емкостного генератора. При этом проводимость зарядной системы запишется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} G_s^k &= G_n + 1,5 \sqrt{G_\phi^2 + B_\phi^2} = G_\phi (G_n^* + 1,5 \sqrt{1 + \beta_e^2}); \\ B_\phi &= (x_d)^{-1}; \beta_e = \beta_e^{*-1}; G_n^* = R_n^{*-1}, \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

где $\beta_e^* = X_d/R_\phi$ — относительное синхронное емкостное сопротивление генератора; $R_n^* = R_n/R_\phi$ — относительное активное сопротивление емкостного накопителя.

Аналогично во внекоммутационных интервалах в цепь зарядного контура включен источник напряжения с $V_m^0 = \sqrt{3} E_{0m}$, а последовательно с параметрами зарядного контура G_n, C_n включена проводимость двух фаз емкостного генератора, модуль которого равен

$$G_s^{b/k} = G_\phi (G_n^* + 2\sqrt{1 + \beta_e^2}). \quad (25)$$

При чередовании коммутационных и внекоммутационных интервалов в процессе зарядки емкостного накопителя, проводимость зарядного контура выражается в форме

$$G_s' = G_\phi (G_n^* + k_0 \sqrt{1 + \beta_e^2}). \quad (26)$$

На рис. 4 приведена эквивалентная электрическая схема замещения зарядного контура. При этом для значений G_s и V_s имеем:

в коммутационных интервалах $G_s = 1,5G_\phi \sqrt{1 + \beta_e^2}$, $V_s = 1,5E_{0m}$;

во внекоммутационных интервалах $G_s = 2G_\phi \sqrt{1 + \beta_e^2}$, $V_s = \sqrt{3} E_{0m}$;

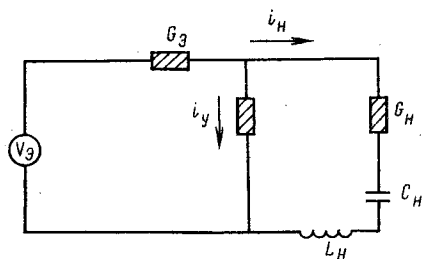


Рис. 4. Эквивалентная электрическая схема замещения зарядного контура

при чередовании интервалов $G_3 = k_0 G_\Phi \sqrt{1 + \beta_e^2}$,
 $V_3 = E_{0m}$

Экспериментальный процесс зарядки. Теоретические и экспериментальные исследования процесса зарядки емкостного накопителя энергии от емкостного синхронного генератора [18] показывают, что если время зарядки много больше длительности свободных переходных процессов генератора ($T_3 \gg t_{пер}$), то, аналогично как и для процесса зарядки накопителя от индуктивного генератора, при отсутствии внешней индуктивности в цепи выпрямленного тока можно считать, что система «емкостный генератор — выпрямитель» является эквивалентным источником постоянного тока.

Рассматриваемую систему зарядки накопителя можно представить эквивалентным контуром G_3 , L_H , C_H включенным на напряжение постоянного тока V_0 . При этом уравнение зарядки накопителя (при $L_H = 0$) выражается в форме

$$V_0 = \frac{i_3}{G_3} + \frac{1}{C_H} \int_0^{t_3} i_3 dt \quad (27)$$

и соответственно,

$$C_H \frac{dV_H}{dt} + (G_H + G_3) V_H = I_0, \quad (28)$$

где $I_0 = V_0 G_3$ — выходное значение тока системы «генератор — выпрямитель».

Уравнение (28) при начальном условии $V_H/t = 0$ имеет решение

$$V_H = \frac{I_0}{G_3} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_0}\right) \right] = V_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_0}\right) \right], \quad (29)$$

где $T_0 = C_H / G_3$ — постоянная времени зарядного контура (рис. 5); при этом ток зарядки накопителя выражается в форме

$$i_3 = V_0 G_3 \exp\left(-\frac{t}{T_0}\right). \quad (30)$$

Энергетика процесса зарядки. К наиболее характерным величинам, определяющим целесообразность и возможность применения того или иного типа аккумулятора и зарядного источника импульсной энергоустановки, относятся:

удельная масса аккумулятора на единицу мощности (кг/Вт);

3 Электричество № 3

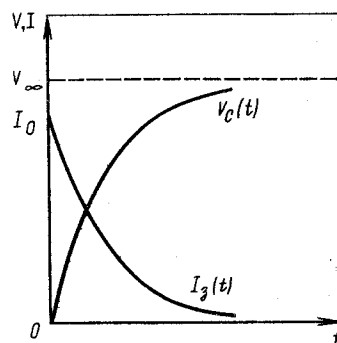


Рис. 5. Ток и напряжение при экспоненциальном процессе зарядки

удельная энергоемкость (Вт·ч/кг);
 к. п. д. всей энергоустановки;
 коэффициент мощности;
 общее число допустимых циклов зарядов — разрядов;
 коэффициент использования зарядного генератора.

Значение коэффициента полезного действия определяется из выражения

$$\eta_e = \frac{W_C}{W_C + W_r} = \frac{1}{1 + \alpha_e}; \quad \alpha_e = \frac{W_r}{W_C}, \quad (31)$$

где $W_C = C_H V_H^2 / 2$ — энергия заряженного накопителя; W_r — суммарная энергия потерь во всех активных сопротивлениях установки.

Разделив числитель и знаменатель (31) на $T_{ц}$, получим

$$\eta = \frac{P_{ср.ц}}{P_{ср.ц} + \Sigma P_i} = \frac{1}{1 + \alpha_e}; \quad \alpha_e = \frac{\Sigma P_i}{P_{ср.ц}}. \quad (32)$$

В сумму потерь мощности ΣP_i входят: сумма электрических потерь утечки в цепях ротора и статора емкостного генератора — $P_r = P_c + P_p = G_f \times V_f^2 + \Sigma G_i V_i^2$ ($i = a, b, c$); потери в выпрями-

теле — $P_b = \Sigma_{k=1}^6 G_k (V_k) V_k^2$; суммарные меха-

нические потери емкостного генератора, которые могут быть измерены в режиме холостого хода или рассчитаны по известным формулам расчета механических потерь в индуктивных электрических машинах — $P_{мех}$; дополнительные потери от высших гармоник кривой электрической индукции.

Следует отметить, что к. п. д. процесса зарядки емкостного накопителя от индуктивного синхронного генератора [5] определяется из выражения

$$\eta_m = \frac{W_c}{W_c + W_m} = \frac{1}{1 + \beta_m}; \quad \beta_m = W_m / W_0, \quad (33)$$

где W_m — сумма всех потерь мощности за один зарядный цикл соответственно: в выпрямителе, меди якоря генератора (обмотках трансформатора) стали, цепи возбуждения генератора, демпферной обмотке генератора и дополнительные от высших гармоник кривой магнитной индукции.

При этом процесс зарядки накопителя будет идентичен, если все параметры зарядной цепи для индуктивного синхронного генератора с выпрямителем и емкостного синхронного генератора с выпрямителем будут одинаковы. В этих условиях и следует сравнить энергетические показатели процесса зарядки для двух случаев. Пренебрегая активным сопротивлением потерь в емкостном накопителе ($R_n=0$) и считая, что в обоих случаях в цепь зарядного контура включены одни и те же величины, условие идентичности процессов зарядки $V_c = \varphi(t)$ и $i = f(t)$ будет:

$$G_c = R_m^{-1}; V_{0e} = V_{0m}, \quad (34)$$

где R_m — активное сопротивление в цепи зарядного контура индуктивного генератора.

При этом

$$\eta_e / \eta_m = \frac{W_c + W_{er}}{W_c + W_{mr}} = \frac{1 + \beta_m}{1 + \beta_e}. \quad (35)$$

Так как потери в индуктивном генераторе значительно превышают потери в емкостном генераторе ($\alpha_e < \beta_m$) [6], то к. п. д. процесса заряда емкостного накопителя от емкостного синхронного генератора переменного тока через выпрямитель превышает к. п. д. процесса заряда емкостного накопителя от индуктивного генератора через выпрямитель (в этом заключается одно из главных преимуществ процесса заряда накопителя от емкостного генератора с вакуумной изоляцией).

Выражения (27) — (30) дают основание, используя методологию принятую в [5] при исследовании процесса зарядки емкостного накопителя от индуктивного синхронного генератора через выпрямитель, составить уравнение коэффициента полезного действия экспоненциального процесса зарядки накопителя от емкостного синхронного генератора (для первой гармоники тока зарядки) в форме

$$\eta_e = \frac{W_c}{W_c + W_r} = \frac{1}{1 + \frac{R_n^* + k_0}{R_n^* + k_0 + \beta_e^*}}, \quad (36)$$

$$\text{где } R_n^* = G_n^{-1} = \frac{R_n}{R_\phi}, \quad \beta_e^* = \beta_e^{-1} = \frac{x_d}{R_\phi}.$$

Если $R_n^* = R_n / R_\phi$ мало (т. е. $R_n \ll R_\phi$), то в (36) им можно пренебречь.

При этом из (36) имеем уравнение

$$\eta_e = \frac{1 + \beta_e^{*2}}{1 + \sqrt{1 + \beta_e^{*2}}}. \quad (37)$$

Из выражения (37) следует, что к. п. д. процесса зарядки определяется только относительным емкостным сопротивлением $\beta_e^* = x_d / R_\phi$. При $\beta_e^* \rightarrow \infty$, т. е. при $R_\phi \ll x_d$, к. п. д. $\eta_e \rightarrow 1$. При $x_d \rightarrow 0$, $\eta_e \rightarrow 0,5$, как это имеет место при классическом случае зарядки в контуре R, C от источника постоянного тока.

Коэффициент k_n (коэффициент полезного использования электрической энергии и соответственно мощности генератора) показывает, какая часть мощности генератора в циклическом режиме

«заряд — разряд» необратимо потребляется:

$$k_n = P_{ср.ш} / P_{в} \quad (38)$$

где $P_{в}$ — расчетная (типовая) мощность генератора питания при стационарной нагрузке.

Для емкостного генератора дисковой конструкции с тремя электродами на якоре $P_{в}$ выражается в форме [18]:

$$P_{в} = \frac{117 V_F^2}{4(x_d^2 + R_\phi^2) \pi^4}, \quad (39)$$

и соответственно

$$k_n = \frac{2(x_d^2 + R_\phi^2) \pi^4 C_n}{117} \left(\frac{V_c}{V_F} \right)^2. \quad (40)$$

Экспериментальное исследование процесса зарядки накопителя. Основные данные макетного образца синхронного емкостного генератора дисковой конструкции приведены в [17]. На рис. 6 приведена реальная экспериментальная кривая напряжения ($-I$) процесса зарядки в условиях глубокого вакуума (-10 мм рт. ст.) и для сравнения нанесена расчетная кривая 2 в соответствии с уравнением (43). При этом емкость накопителя $C_n = 1,8 \cdot 10^{-8}$ Ф.

При расчете кривой напряжения приняты среднее значение коммутационного коэффициента $k_0 = 1,75$ и постоянная времени $T_0 = 0,6$ с (активным сопротивлением в цепи якоря пренебрегаем). Осциллограммы тока и напряжения зарядки приведены на рис. 7.

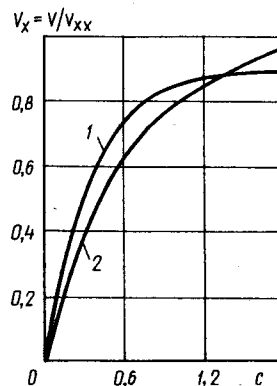


Рис. 6. Кривые процесса зарядки: 1 — экспериментальная; 2 — расчетная

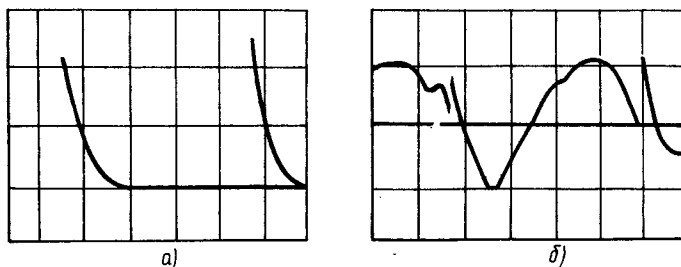


Рис. 7. Осциллограммы тока (а) и напряжения (б) зарядки

Выводы. 1. В вакуумных энергоустановках эффективным электромашиным источником электроснабжения для емкостного накопителя энергии являются емкостные параметрические генераторы постоянного тока высокого напряжения с вакуумной изоляцией и также синхронные емкостные генераторы с высоковольтным выпрямителем без повышающего трансформатора.

2. В отличие от метода исследования зарядных процессов, базирующегося на уравнениях индуктивной или емкостной синхронной машины в фазовых координатах с учетом реальных характеристик выпрямительных вентилей, предложено достаточно точное для инженерной практики, но более простое математическое описание процесса заряда емкостного накопителя энергии от синхронного емкостного генератора дисковой конструкции (с тремя электродами на якоре) через выпрямитель, на основе которого получены аналитические выражения основных электрических параметров зарядной системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булатов О. Г., Иванов В. С., Панфилов Д. И. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей энергии. — М.: Радио и связь, 1963.
2. Кных В. А. Полупроводниковые преобразователи в системах накопительных конденсаторов. — Л.: Энергоиздат, 1981.
3. Иосифьян А. Г. Электротехника в космосе. — М.: Знание, 1977.
4. Голубев В. С., Лебедев Ф. В. Инженерные основы создания технологических лазеров. — М.: Высшая школа, 1988.
5. Расчет синхронных генераторов и трансформаторов при импульсной нагрузке на емкостный накопитель энергии /

С. Р. Мизюрин, С. Б. Резников, В. А. Сериков, В. В. Бочаров. — М.: МАИ, 1974.

6. Бут Д. А. Бесконтактные электрические машины. — М.: Высшая школа, 1985.

7. Jefimenko D. Electrostatic motors. — Star city: Electred Scientific Company, 1973.

8. Литвинов В. И., Ляпин А. Г. Электростатические генераторы. — М.: ЦИНТИ Приборэлектронпром, 1963.

9. Гигно Д. Электростатические генераторы для использования в космосе. — В кн.: Применение сил электрического поля в промышленности и сельском хозяйстве. Отделение ВНИИЭМ. — М. 1964. (По материалам международного colloquium по физике электростатических сил и их применению. Гренобль, 1961 г.).

10. Специальные электрические машины / Под ред. А. И. Бертинова. — М.: Энергоиздат, 1982.

11. Sunborn P. F. The prospects for vacuum-insulated electric machines in the generation of HVDC power. — Conf. Rec. IEEE Intern. I Symp. Electrical Insulation, Montreal, 1976.

12. Bolley B. Electrostatisc motor. — Mikronical view, 1969, vol. 30, N 6, 7, S. 178—194.

13. Ollendorf F. Über Kaparitätsmaschinen. — Arch. Elektr., 1923, B. XII, Heft 4, S. 293—319.

14. Копылов И. П. Общая теория электромеханических преобразователей энергии и некоторые ее применения. — Известия АН СССР. Энергетика транспорта, 1980, № 1.

15. Иосифьян А. Г. Эволюция физических основ электротехники и электродинамики. — Электричество, 1987, № 12; 1989, № 9.

16. Иосифьян А. Г., Арешян Г. Л. — ДАН Арм. ССР, 1981, т. 73, № 1, 2.

17. Гандилян С. В. Совмещенные магнитно-электроиндукционные (индуктивно-емкостные) электромеханические преобразователи энергии. — Электричество, 1988, № 8.

18. Гандилян С. В. Особенности режима работы и расчета энергетических показателей накопителей энергии: Автореф. дис. канд. техн. наук. / Ереван: Ереванский политехнический институт, 1990.

[08.07.91]

УДК 621.372.4.001.8

Синтез двуэлементных нелинейных двухполюсников с потерями

КОСАРЕВ Б. И., доктор техн. наук, ЩУРОВ А. И., канд. техн. наук, ФРОЛОВ А. В., канд. техн. наук, КЛЮЧНИКОВ С. В., инж.

Московский институт инженеров железнодорожного транспорта

Разработка новых типов преобразовательных и компенсирующих устройств тесно связана с вопросами синтеза нелинейных электрических цепей. Однако отсутствие общей теории нелинейного синтеза существенно затрудняет или делает вовсе невозможным решение подобных задач. В [1, 2] предложены некоторые способы и приемы реализации нелинейных схем, но все эти способы направлены на решение достаточно частных задач и имеют целый ряд ограничений. При этом реализуемые нелинейные схемы воссоздают единственную реакцию цепи на определенное воздействие.

В настоящей статье предпринята попытка разработки некоторых общих вопросов теории

синтеза двуэлементных нелинейных двухполюсников с потерями, которая может быть использована при создании нелинейных преобразователей, компенсирующих, демпфирующих и других устройств. Ограничительным условием является постоянство или изменение в небольших пределах воздействия на разрабатываемое устройство. Таким образом, задача синтеза двуэлементного нелинейного двухполюсника с потерями представляет собой определение параметров элементов двухполюсника по заданному воздействию и реакции (входным переменным).

Пусть некоторый двухполюсник, заданный входными переменными $u=u(t)$ и $i=i(t)$, состоит

из последовательно соединенных потребителя с сопротивлением $r=r(i, t)$ и индуктивного накопителя $L=d\Psi/di=L(i, t)$ магнитной энергии. Тогда из уравнения состояния двухполюсника

$$u(t)=r(i, t)i(t)+L(i, t)[di(t)/dt]=r(i, t)i(t)+L(i, t)i'(t) \quad (1)$$

следует, что его мгновенное сопротивление равно

$$z(t)=u(t)/i(t)=r(i, t)+L(i, t)[i'(t)/i(t)].$$

Независимой переменной этой цепи является входной ток $i=i(t)$, который в данном случае определяет запас энергии индуктивного накопителя, а также процесс ее получения и отдачи. Для оценки энергетических обменных процессов между источником и нагрузкой в [3, 4] были введены понятия активной и обменной характеристик электрической цепи. Величина $v(i)=i'/i$ характеризует процесс обмена энергией между индуктивным элементом и цепью. Эта величина всегда положительна при увеличении энергии магнитного поля элемента L и отрицательна при ее уменьшении. Поэтому с позиций энергетических процессов переменная $v(i)$ может быть названа характеристикой обмена энергией магнитного поля накопителя $L(i)$ или просто обменной характеристикой тока цепи, а произведение $L(i)v(i)=x$ — обменным сопротивлением индуктивного накопителя.

Таким образом, мгновенное сопротивление рассматриваемого двухполюсника может быть записано теперь в следующем виде:

$$z(t)=r(i, t)+L(i, t)v(i)=r(i, t)+x(i, t), \quad (2)$$

где в общем случае $r=r(i)=r(t)$ и $x=x(i)=x(t)$ — мгновенные активная и обменная части полного сопротивления $z=z(t)$.

Аналогичным образом можно показать, что мгновенная проводимость двухполюсника, состоящего из соединенных параллельно потребителя $g=g(u)$ и емкостного накопителя $C=C(u)$ электрической энергии, равна

$$y(u)=g(u)+C(u)v(u)=g(u, t)+b(u, t), \quad (3)$$

где $v(u)=u'/u$ — характеристика обмена энергией электрического поля емкостного накопителя или просто обменная характеристика напряжения цепи. Эта переменная положительна при увеличении энергии электрического поля элемента C и отрицательна при ее уменьшении; $g=g(u)=g(t)$ — мгновенная активная проводимость данной цепи; $C(u)v(u)=b=b(u, t)$ — ее мгновенная проводимость.

Выражения (2) и (3) могут служить основой для реализации функций входного сопротивления $z=z(t)$ или входной проводимости $y=y(t)$ двухполюсника, состоящего из активного элемента ($r(t)$ или $g(t)$) и некоторого накопителя электрической энергии.

Действительно из [3] и [4], а также на основании (2) и (3) следует, что

$$r=\mathcal{H}z[v(i)] \text{ и } g=\mathcal{H}y[v(u)] \quad (4)$$

— четные части функций $z[v(i)]$ и $y[v(u)]$;

$$x=\mathcal{H}z[v(i)] \text{ и } b=\mathcal{H}y[v(u)] \quad (5)$$

— нечетные части функции $z[v(i)]$ и $y[v(u)]$.

Необходимые для выполнения такого разложения функции $z[v(i)]$ и $y[v(u)]$ определяются посредством замены в выражении $z(t)=u(t)/i(t)$ или выражении $y(t)=i(t)/u(t)$ переменной t соответственно новой переменной $v(i)$ или $v(u)$, которая после завершения операции выделения величин $r[v(i)]$, $x[v(i)]$, $g[v(u)]$, $b[v(u)]$ вновь заменяется на t . В результате этих действий будет реализована простейшая электрическая цепь, состоящая из последовательного соединения элементов r и L или параллельного соединения элементов g и C . Каждая из этих схем содержит только один накопитель, запас энергии которого при неизменных параметрах L и C определяется либо непосредственно величиной входного тока (цепь r, L), либо непосредственно величиной входного напряжения (цепь g, C), а интенсивность поступления или убыли этой энергии — соответственно переменными $v(i)$ и $v(u)$.

Следует отметить, что при реализации схем замещения с переменными $r(t)$, $L(t)$, $C(t)$ возможно физическое несоответствие получаемых схем замещения исходным, т. е. при наличии коммутирующих элементов, элементов с N - и S -характеристиками в исходных цепях, не содержащих накопители, возможно появление эквивалентных по эффекту $L(t)$ и $C(t)$.

Таким образом, задача синтеза $r(i)$ -, $L(i)$ - и $g(u)$ -, $C(u)$ -двухполюсников формально проста и сводится лишь к разложению входной функции двухполюсника на активную и обменную части. При этом выбор оператора разложения однозначно связан с характером получаемой схемы, который в свою очередь определяется свойствами исходной временной функции, являющейся отношением переменных $u(t)$ и $i(t)$.

Выбор оператора разложения определяется характером реализуемой схемы, который для цепи, не содержащей разнородных накопителей и работающей в периодическом режиме, может быть определен по заданным входным переменным $u=u(t)$ и $i=i(t)$ посредством анализа отношений $[u'/i'']$ и $[i'/u'']$.

В случае цепи индуктивного характера, представленной последовательным эквивалентом r, L и находящейся под воздействием переменных u и i , имеем:

$$u(t)=r(i, t)i(t)+L(i, t)[di(t)/dt]=r(i, t)i(t)+L(i, t)i'(t), \quad (6)$$

или

$$[du(t)/dt]=u'(t)=r(i, t)i'(t)+[dr(i, t)] \times i(t)i'(t)+[dL(i, t)/di](i'(t))^2+L(i, t)i''(t).$$

Из этого выражения следует, что

$$[u'/i'']|_{t=t_1}=L|_{t=t_1}>0, \quad (7)$$

где t_1 определяется из уравнения $i'(t)=0$.

Для параллельного эквивалента g, C соответствующего некоторой цепи емкостного характера,

величина

$$[u'/i'']|_{t=t_1} < 0. \quad (8)$$

Неравенства (7) и (8) являются соответственно признаками цепи индуктивного и емкостного характера.

Аналогично, используя отношение $[i'/u'']$, можно показать, что

$$[i'/u'']|_{t=t_2} = C|_{t=t_2} > 0 \text{ — цепь } g, C; \quad (9)$$

$$[i'/u'']|_{t=t_2} < 0 \text{ — цепь } r, L. \quad (10)$$

Здесь t_2 — любой корень уравнения $u'(t) = 0$.

В частном случае, когда входные напряжения $u(t)$ и ток $i(t)$ двухполюсника не содержат постоянных составляющих, условия (7)–(10) приобретают более простое выражение:

$$[u/i']|_{t=t_1} = L|_{t=t_1} > 0 \text{ — цепь } r, L; \quad (11)$$

$$[u/i']|_{t=t_1} < 0 \text{ — цепь } g, C; \quad (12)$$

$$[i/u']|_{t=t_2} = C|_{t=t_2} > 0 \text{ — цепь } g, C; \quad (13)$$

$$[i/u']|_{t=t_2} < 0 \text{ — цепь } r, L. \quad (14)$$

В этих выражениях t_1 и t_2 — соответственно корни уравнений $i(t) = 0$ и $u(t) = 0$.

Признаками резистивной цепи ($L=0$; $C=0$) являются соотношения

$$[u'/i'] > 0; [i'/u'] > 0, \quad (15)$$

действительные при любых значениях t .

Согласно сказанному выше характер пассивного двухполюсника, заданного входным напряжением $u(t)$ и входным током $i(t)$, определяет выбор переменной v , необходимой для разделения мгновенного сопротивления $z = u(t)/i(t)$ или мгновенной проводимости $y = i(t)/u(t)$ двухполюсника на составляющие r и x или g и b . В наиболее общем случае эти величины определяются по формулам (4) и (5). Однако если рассматриваемая схема является или заведомо может быть представлена линейной двуэлементной цепью r, L или g, C , то для получения искомых переменных достаточно найти производную $z'(t)$ или производную $y'(t)$. Действительно

$$Z' = [r + Lv(i)]' = Lv'(i); y' = [g + Cv(u)]' = Cv'(u),$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} L &= \frac{z'}{v'(i)}; r = Z - Lv(i); \\ C &= \frac{y'}{v'(u)}; g = y - Cv(u). \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

В заключение отметим, что использование вычислительной техники может существенно упростить решение рассматриваемой задачи. Пусть, например, известны периодические переменные $u(t)$ и $i(t)$, действующие на входе пассивного

двухполюсника индуктивного характера. Тогда, чтобы осуществить первый шаг вычислений, запишем в соответствии с (1) уравнения электрического состояния цепи некоторых двух моментов времени t_1 и t_2 :

$$u(t_1) = r[i(t_1)]i(t_1) + L[i(t_1)]i'(t_1); \quad (17)$$

$$u(t_2) = r[i(t_2)]i(t_2) + L[i(t_2)]i'(t_2). \quad (18)$$

Будем далее считать, что значения t_1 и t_2 удовлетворяют условиям $i(t_1) = i(t_2) = i_1$; $i'(t_1) \neq i'(t_2)$, которые всегда возможны для периодических функций $u(t)$ и $i(t)$.

Допуская что гистерезисные явления в цепи отсутствуют, получим, что

$$r[i(t_1)] = r[i(t_2)] = r_1; L[i(t_1)] = L[i(t_2)] = L_{(1)}. \quad (19)$$

Используя выражения (17), (18), (19), найдем L_1 и r_1 :

$$L_{(1)} = \frac{u(t_1) - u(t_2)}{i'(t_1) - i'(t_2)}; r_1 = \frac{u(t_1) - L_1 i'(t_1)}{i(t_1)}.$$

Таково примерное содержание основных расчетных операций, приводящих задачу к ее решению на одном (первом) шаге вычислений. Аналогичные действия, выполняемые на всех последующих шагах, позволяют получить значения $L_{(2)}$, $r_{(2)}$ и т. д.

Рассмотренная методика численных расчетов может быть распространена и на другие электрические цепи, работающие в периодическом режиме, а также может служить основой для графоаналитического определения активных и обменных параметров электрических цепей.

Пример 1. Реализовать двухполюсник, напряжение и ток на входе которого заданы следующими периодическими функциями:

$$u = [80 \sin(\omega t + \pi/3) + 40 \cos(5\omega t)] B;$$

$$i = 2 \sin(\omega t) A; \omega = 314 \text{ с}^{-1}.$$

Заданные входные переменные не содержат постоянных слагаемых. Поэтому для определения характера двухполюсника можно воспользоваться соотношениями (11) — (14).

Согласно (11) получим

$$[u/i']|_{t=t_1} = \frac{80 \sin \frac{\pi}{3} + 40}{2 \cdot 314} = 0,174 > 0, \quad (20)$$

где $t_1 = 0$ — корень уравнения $i(t) = 2 \sin(\omega t) = 0$.

Соотношение (20) является признаком цепи индуктивного характера, соответствующей схеме двухполюсника с последовательным соединением активного сопротивления и индуктивного накопителя. Общей переменной в этом случае является входной ток i , для которого

$$v(i) = (i'/i) = 314 \operatorname{ctg}(\omega t).$$

Отсюда следует, что

$$\omega = \arctg[3,18 \cdot 10^{-3} v(i)].$$

Мгновенное сопротивление двухполюсника

$$\begin{aligned} z(\omega t) &= (u/i) = 20 + 54,64 \operatorname{ctg}(\omega t) - \\ &\quad - 1200 \sin(\omega t) \times \\ &\quad \times \cos(\omega t) + 320 \sin^3(\omega t) \cdot \cos(\omega t), \end{aligned}$$

или

$$z[v(i)] = 20 + 0,174v(i) - \frac{37,68 \cdot 10^4 v(i)}{98,6 \cdot 10^3 + v^2(i)} + \frac{99,08 \cdot 10^8 v(i)}{[98,6 \cdot 10^3 + v^2(i)]^2}.$$

Активное и обменное сопротивления цепи:

$$r[v(i)] = \text{Ч.Ч} z[v(i)] = 20;$$

$$x[v(i)] = \text{Н.Ч} z[v(i)] = \left[0,174 - \frac{37,68 \cdot 10^4}{98,6 \cdot 10^3 + v^2(i)} + \frac{99,08 \cdot 10^8}{[98,6 \cdot 10^3 + v^2(i)]^2} \right] \cdot v(i).$$

Принимая во внимание, что $i = 2 \sin(\arctg[3,18 \cdot 10^{-3}v(i)]) = \frac{628}{\sqrt{98,6 \cdot 10^3 + v^2(i)}}$,

получаем

$$x[v(i)] = L(i)v(i) = [0,174 - 0,3185i^2 + 12,74 \cdot 10^{-3}i^4] \cdot v(i).$$

Таким образом находим: $r = 20$ Ом; $L(i) = [0,174 - 0,3185i^2 + 12,74 \cdot 10^{-3}i^4]$ Гн.

Пример 2. Определить характеристики элементов и их соединение в схеме некоторого двухполюсника, напряжение и ток на входе которого изменяются по следующему периодическому закону:

$$u = U_0 E^{\sin \omega t}, i = I_0 + I_m \cos(\omega t).$$

Определим сначала характер двухполюсника и его схему замещения. Из условий (7) — (14) следует, что, если корни уравнений $i' = -I_m \omega \sin(\omega t) = 0$ и $u' = U_0 \omega E^{\sin \omega t} \times \cos(\omega t) = 0$ соответственно равны $t_1 = 0$ и $t_2 = \frac{\pi}{2\omega}$, то

$$[u'/i''] = \frac{U_0 E^{\sin \omega t_1}}{-I_m \omega} = -\frac{U_0}{I_m \omega} < 0;$$

$$[i'/u'']|_{t=t_2} = \frac{-I_m \sin \omega t_2}{U_0 \omega [\cos^2 \omega t_2 - \sin \omega t_2 E^{\sin \omega t_2}]} = \frac{I_m}{U_m \omega E} > 0.$$

Эти неравенства являются признаками цепи емкостного характера, приводящей к схеме двухполюсника с параллельным соединением активного элемента и накопителя. Общей переменной для параллельных ветвей в таком случае является входное напряжение u , для которого

$$v(u) = (u'/u) = \omega \cos(\omega t),$$

откуда следует, что

$$\omega t = \arccos[v(u)/\omega]. \quad (21)$$

Мгновенная проводимость двухполюсника

$$y = (i/u) = \frac{I_0 + I_m \cos \omega t}{U_0 E^{\sin \omega t}}.$$

Заменяя в этом выражении переменную ωt согласно (21), получаем

$$y[v(u)] = \frac{I_0 + I_m \frac{v(u)}{\omega}}{U_0 E^{\frac{1}{\omega} (\pm \sqrt{\omega^2 - v^2(u)})}}.$$

Активная и обменная проводимости параллельных ветвей:

$$g[v(u)] = \text{Ч.Ч} y[v(u)] = \frac{I_0}{U_0 E^{\frac{1}{\omega} (\pm \sqrt{\omega^2 - v^2(u)})}};$$

$$b[v(u)] = \text{Н.Ч} y[v(u)] = v(u) \frac{I_m}{U_0 \omega E^{\frac{1}{\omega} (\pm \sqrt{\omega^2 - v^2(u)})}}.$$

Откуда

$$g(t) = \frac{I_0}{U_0 E^{\sin(\omega t)}}; b(t) = C(u)v(u) = \frac{I_m \cos(\omega t)}{U_0 E^{\sin(\omega t)}}.$$

Принимая во внимание что $u = U_0 E^{\sin \omega t}$, находим электрические характеристики активного и обменного элементов двухполюсника:

$$g(u) = \frac{I_0}{u}; C(u) = \frac{I_m}{\omega u}.$$

Пример 3. В качестве примера применения численного метода синтеза нелинейного нестационарного двухполюсника рассмотрим определение параметров преобразовательного электровоза. Для получения зависимостей $u = u(t)$ и $i = i(t)$ вначале выполним анализ электромагнитных процессов в тяговых сетях переменного тока при наличии одиночного преобразовательного электровоза. Установившийся режим работы цепи определяем на основе анализа переходного процесса в системе «источник — сеть электроснабжения — электровоз» при нулевых начальных условиях. Все характеристики нелинейных элементов вводим в уравнения электрического равновесия, описывающие электромагнитные процессы в системе аналитическими выражениями. Так, для электровоза ВЛ60, работающего на расстоянии 25 км от тяговой подстанции (рис. 1), матричное дифференциальное уравнение состояния имеет вид

$$\|e\| = \|R\| \cdot \|i\| + \|L\| \cdot \|di/dt\| + \|u_b\|, \quad (22)$$

где $\|e\|$, $\|u_b\|$, $\|i\|$, $\|di/dt\|$ — матрицы-столбцы соответственно э. д. с. контуров, напряжений на вентильях, контурных токов и их производных; $\|R\|$, $\|L\|$ — квадратные матрицы сопротивлений и индуктивностей контуров;

$$\|R\| = \begin{vmatrix} R_{\text{ТП}} + R_{\text{ТС}} + R_{\text{эл}} & 0 & 0 \\ 0 & R_{\text{эл}} & 0 \\ 0 & 0 & R_d \end{vmatrix};$$

$$\|L\| = \begin{vmatrix} L_{\text{ТП}} + L_{\text{ТС}} + L_{\text{эл}} - M_s & 0 \\ -M_s & L_{\text{эл}} & 0 \\ 0 & 0 & L_d \end{vmatrix}.$$

Приводя уравнение (22) к виду, удобному для численного интегрирования, получаем:

$$\|di/dt\| = \|L\|^{-1} \cdot [\|e\| - \|R\| \cdot \|i\| - \|u_b\|]. \quad (23)$$

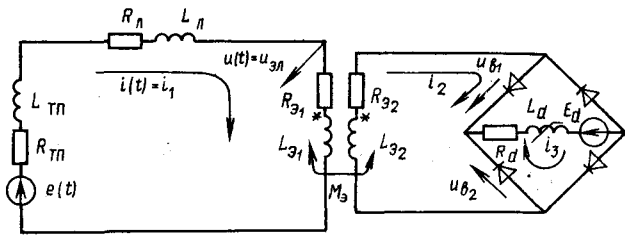


Рис. 1. Модель системы электроснабжения с одним электровозом

Матричное уравнение (23) представляет собой стандартную систему дифференциальных уравнений, для решения которой использован метод Рунге — Кутты.

На основании результатов расчета построены временные функции мгновенных значений тока и напряжения на токоприемнике электровоза (рис. 2). Кривые мгновенных значений тока $i(t)$ и напряжения $u(t)$ используем в качестве входных функций для определения эквивалентных параметров двухэлементной цепи по методике, изложенной выше, согласно формулам (17) — (19). В результате находим мгновенные значения активной и обменной характеристик электровоза как функции времени (рис. 3). Из рис. 3 следует, что в интервале коммутации, когда все вентильные элементы открыты, ток электровоза ограничен приведенными параметрами трансформатора электровоза. В момент окончания переходного процесса в вентильях эквивалентные R и L скачком переходят к значениям, соответствующим началу зоны проводимости, и далее плавно изменяются.

Адекватность полученного пассивного двухполюсника расчетной модели проверена подстановкой значений функций $r=r(t)$ и $L=L(t)$ в уравнение (17) для каждого момента времени t . Таким образом восстановлена исходная функция времени $u=u(t)$ с ошибкой менее 0,5 %.

Вывод. Рассмотрен возможный подход к синтезу пассивных нелинейных двухэлементных схем с потерями, основанный на использовании понятий активных и обменных характеристик электрических цепей. В качестве заданных переменных принимаются временные функции напряжения и тока на входе двухполюсника. Мгновенная

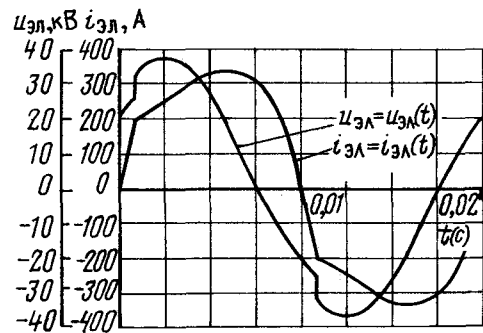


Рис. 2. Мгновенные значения тока и напряжения на входе схемы электровоза

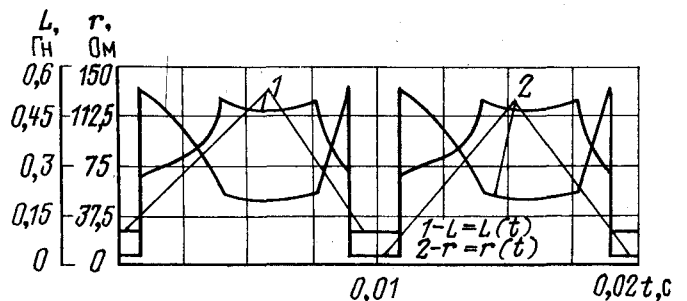


Рис. 3. Активная и обменная характеристики электровоза

форма выражения переменных электрических величин способствует широкому внедрению в расчетную практику ЭВМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Данилов Л. В., Матханов П. Н., Филиппов Е. С. Теория нелинейных электрических цепей. — Л.: Энергоатомиздат, 1990.
2. Карпов Е. А., Ворунчик Л. В., Рядинских А. С. Синтез нелинейных преобразователей. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
3. Активные и обменные характеристики электрических цепей при несинусоидальных токах и напряжениях / Б. И. Косарев, А. И. Щуров, А. В. Фролов, В. Н. Силкин — Электричество, 1989, № 9.
4. Использование мгновенных характеристик электрических цепей при исследовании пассивных двухполюсников / Б. И. Косарев, В. Н. Силкин, А. В. Фролов, А. И. Щуров. — Разработка автоматизированных средств измерения, контроля и управления для предприятий железнодорожного транспорта: Межвузовский тематический сборник научных трудов. Омский ин-т инж. ж.-д. транспорта. 1988.

[04.10.91]

К вопросу определения электромагнитных сил в нелинейной магнитной системе по их объемной плотности

АБРАМКИН Ю. В.

МЭИ

В опубликованной в рамках дискуссии о различных подходах к расчету электромагнитных сил (ЭМС) в нелинейной магнитной системе (НМС) работе [6] автором предложен, по-видимому, ранее не применявшийся способ практической реализации энергетического метода по определению объемной плотности (ОП) ЭМС в НМС \bar{f} :

$$\bar{f} = -\text{grad } w_f = -\text{grad } w + \text{grad } w_e + \text{grad } w_i = -\text{grad } (\bar{B}\bar{H}/2) + (\bar{B} \nabla) \bar{H}, \quad (1)$$

где $w_f = w_{ji} + w_{j\mu}$; $w_{ji} = (\bar{B}_{e0}\bar{H}_i)/2$; $w_{j\mu} = (\bar{B}_{e\mu}\bar{H}_i)/2$; $w = (\bar{B}\bar{H})/2$; $w_e = (\bar{B}_{e0}\bar{H}_e)/2$; $w_i = (\bar{B}_i\bar{H}_i)/2$, а формулы для индукций \bar{B}_e , \bar{B}_{e0} , $\bar{B}_{e\mu}$, \bar{B}_i , напряженностей \bar{H}_e , \bar{H}_i магнитного поля и соответствующие комментарии к ним приведены на с. 77 [6].

Вопросы, обсуждаемые в данной работе, тесным образом связаны с решенной в [6] задачей, но из-за ограниченности объема публикации не нашли в ней своего отражения.

Постановка задачи и перечень вопросов, рассмотренных в [6] и данной работе.

Приведенное в [6] решение (1) основной задачи, связанной с поиском поля ОП распределения ЭМС в НМС, получено при следующих условиях и допущениях:

1) изотропности, отсутствия гистерезиса, непрерывной нелинейности магнитных свойств среды НМС;

2) возбуждения магнитного поля НМС заданной системой токов контуров системы, в том числе и вихревых токов;

3) заданности функций пространственного распределения магнитных полей индукции $\bar{B}(x, y, z)$ напряженности $\bar{H}(x, y, z)$ и по этой причине магнитной проницаемости $\mu(x, y, z)$.

С целью расширения представлений о физической природе ЭМС в данной работе в дополнение к решенной в [6] задаче предлагается рассмотреть ряд связанных с ней вопросов, содержание которых вынесено в подзаголовки соответствующих пунктов статьи. Их рассмотрение предполагает предварительное знакомство с выводом формулы для ОП ЭМС в НМС (1), который основан на нетрадиционной трактовке с этой целью энергетического метода.

В основе доказательства справедливости формулы (1) лежат принципы линеаризации НМС [8, 3] и малого перемещения всей линеаризованной НМС вместе с интересующей исследователя ее частью относительно неподвижного пространства и вновь предложенное уравнение баланса энергии, связывающее работу ЭМС, действующей на упомянутую часть системы, с приращением так называемой магнитной энергии взаимодействия [6].

Как показывает ниже приведенный анализ, полученная в [6] формула для ОП ЭМС в магнитном поле НМС совпадает тождественно с известной формулой Максвелла

$$\bar{f} = [\bar{J} \times \bar{B}] - (1/2) H^2 \text{ grad } \mu. \quad (2)$$

1. Доказательство адекватности формул для объемной плотности электромагнитных сил в магнитном поле (1) и (2). Это доказательство сводится к поиску ответа на вопрос: имеется ли тождественное преобразование формулы (1) в (2)? На этот вопрос следует дать положительный ответ. Имея в виду осуществить преобразование (1) к (2) в форме, не зависящей от системы координат, приведем необходимые для понимания механизма такого преобразования сведения по дифференциальным операциям векторного анализа первого порядка.

Приведенная ниже система уравнений [10]

$$\text{grad } \varphi = \nabla_n \varphi = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S \bar{n} \varphi dS; \quad (3)$$

$$\text{div } \bar{B} = (\nabla_n \bar{B}) = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S (\bar{n} \bar{B}) dS; \quad (4)$$

$$\text{rot } \bar{A} = [\nabla_n \times \bar{A}] = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S [\bar{n} \times \bar{A}] dS; \quad (5)$$

$$\left(\frac{d\bar{F}}{dr} \right) |_{\bar{n}_p = \bar{p}/p} = \lim_{\Delta r = |\Delta \bar{r}| = |\bar{n}_p \Delta r| \rightarrow 0} (\bar{F}(\bar{r} + \Delta \bar{r}) - \bar{F}(\bar{r})) / \Delta r =$$

$$= (\bar{n}_p \text{ grad}) \bar{F} = (\bar{n}_p \nabla_n) \bar{F} = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S (\bar{n}_p \bar{n}) \bar{F} dS$$

определяет в инвариантной по отношению к системе координат форме такие дифференциальные операции векторного исчисления первого порядка как градиент некоторой скалярной функции φ ; дивергенцию от векторной функции \bar{B} ; ротор от векторной функции \bar{A} ; производную от векторной функции \bar{F} , зависящей (как впрочем и все упомянутые выше функции φ , \bar{B} , \bar{A}) от векторного аргумента радиуса-вектора \bar{r} , фиксирующего в пространстве точку наблюдения при изменении последнего в направлении, заданном не зависящим от \bar{r} постоянным вектором $\bar{n}_p = \bar{p}/p$. При изложении теоретических основ электротехники последняя операция встречается в несколько измененном виде, получающемся из последнего уравнения после умножения обеих его частей на $|\bar{p}| = p$:

¹ См. также приложение, где приводится более краткое доказательство.

$$\left(\frac{d\vec{F}}{dr}\right)_{|p} = p(\vec{n}_p \text{grad}) \vec{F} = (\vec{p} \text{grad}) \vec{F} = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S (\vec{p}\vec{n}) \vec{F} dS. \quad (6)$$

Из сказанного выше становится понятным смысл и содержание последней операции в форме уравнения (6): оно представляет собой не что иное, как производную векторной функции \vec{F} в направлении вектора \vec{n}_p , увеличенную в $|p|$ раз.

В уравнениях (3) — (5) знаком $\nabla_{\text{и}}$ обозначен инвариантный по отношению к системе координат символический векторный оператор

$$\nabla_{\text{и}} = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S \vec{n} \sqcup dS, \quad (7)$$

которому в каждой конкретной системе координат может быть придана иная, эквивалентная с (7) форма. Предварительно отметим, что смысл символического векторного оператора (7) заключается в том, что последний представляет собой наибольшую скорость (градиент) изменения некоторой «пустой»² скалярной функции, условно обозначенной в (7) знаком \sqcup («пробел»).

Механизм поиска преобразованного вида оператора (7) в каждой конкретной системе координат вполне аналогичен. Покажем, каким образом он реализуется на примере декартовой системы координат. С этой целью умножим скалярно обе части уравнения (7) на единичный вектор \vec{q}_λ ; $\lambda \in [x, y, z]$. Учитывая неизменность вектора $\vec{q}_\lambda = \text{const} \neq f(x, y, z)$, получаем

$$\begin{aligned} \nabla_{\text{и}\lambda} &= (\vec{q}_\lambda \nabla_{\text{и}}) = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S (\vec{n} \vec{q}_\lambda \sqcup) dS = \\ &= \text{div}(\vec{q}_\lambda \sqcup) = \frac{\partial \sqcup}{\partial \lambda}, \end{aligned}$$

поскольку операция дивергенции на одном из последних этапов преобразования совершается в отношении некоторой «пустой» векторной функции, обладающей ненулевой проекцией только на одну из трех декартовых осей.

Таким образом, в декартовой системе координат символический векторный оператор $\nabla_{\text{и}}$ (7) приобретает следующий вид:

$$\begin{aligned} \nabla_{\text{и}x} \vec{q}_x + \nabla_{\text{и}y} \vec{q}_y + \nabla_{\text{и}z} \vec{q}_z = \\ = \frac{\partial \sqcup}{\partial x} \vec{q}_x + \frac{\partial \sqcup}{\partial y} \vec{q}_y + \frac{\partial \sqcup}{\partial z} \vec{q}_z = \text{grad} \sqcup, \end{aligned}$$

который известен как оператор Гамильтона (или Набла) и обозначается обычно знаком ∇ .

При определении расчетных выражений дифференциальных операций первого порядка от произведений³ двух скалярных или векторных функций, или произведения скалярной и векторной функций исходят из того, что они определяются суммой производных⁴ от рассматриваемого произведения функций, каждая из которых находится в предположении неизменности одного из функциональных сомножителей.

² Иначе символической.

³ Вида $(\varphi \cdot \psi)$; $(\vec{a}\vec{b})$; $(\vec{A} \times \vec{B})$.

⁴ Вида $\text{grad}(\varphi \cdot \psi)$; $\text{grad}(\vec{A}\vec{B})$; $\text{div}(\varphi \vec{a})$; $\text{div}(\vec{A} \times \vec{B})$; $\text{rot}(\varphi \vec{a})$; $\text{rot}(\vec{A} \times \vec{B})$; $(\vec{b} \text{ grad})(\varphi \vec{a})$; $(\vec{b} \text{ grad})(\vec{A} \times \vec{B})$.

Проиллюстрируем сказанное на примере отыскания производной от произведения скалярной функции $\varphi(x, y, z)$ и векторной функции $\vec{a}(x, y, z)$ в направлении, задаваемом некоторым единичной длины вектором \vec{b} , не зависящим от точки наблюдения с координатами x, y, z . Принимая во внимание сказанное выше, получаем

$$\begin{aligned} (\vec{b} \text{ grad})(\varphi \vec{a}) &= (\vec{b} \text{ grad})(\varphi \vec{a})|_{\varphi=\text{invar}} + \\ &+ (\vec{b} \text{ grad})(\varphi \vec{a})|_{\vec{a}=\text{invar}} = \varphi(\vec{b} \text{ grad})\vec{a} + \vec{a}(\vec{b} \text{ grad} \varphi). \end{aligned}$$

В последующих преобразованиях нам придется прибегать к известному соотношению, связывающему три заданные векторные функции $\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$:

$$[\vec{a} \times [\vec{b} \times \vec{c}]] = \vec{b}(\vec{a}\vec{c}) - (\vec{b}\vec{a})\vec{c}. \quad (8)$$

Приняв во внимание уравнения (3), (8), а также упомянутое выше основное правило вычисления градиента от произведения (скалярно-го) двух векторных функций, определим $-\nabla w = -\nabla \frac{(\vec{B}\vec{H})}{2}$ через операции векторного анализа первого порядка. Получим

$$\begin{aligned} -\text{grad} w &= -\text{grad}\left(\frac{\vec{B}\vec{H}}{2}\right) = \\ &= \left(-\frac{1}{2}\right) \text{grad}(\vec{B}\vec{H})|_{\vec{B}=\text{invar}} - \\ &- \left(\frac{1}{2}\right) \text{grad}(\vec{B}\vec{H})|_{\vec{H}=\text{invar}} \end{aligned} \quad (9)$$

где, учитывая тождества

$$\begin{aligned} \vec{n}(\vec{B}\vec{H}) &= \vec{B} \times [\vec{n} \times \vec{H}] + (\vec{n}\vec{B})\vec{H}; \\ \vec{n}(\vec{B}\vec{H}) &= \vec{H} \times [\vec{n} \times \vec{B}] + \vec{B}(\vec{n}\vec{H}), \end{aligned}$$

вытекающие из (8), оба члена в правой части (9), приводятся к следующему виду:

$$\begin{aligned} \left(-\frac{1}{2}\right) \text{grad}(\vec{B}\vec{H})|_{\vec{B}=\text{invar}} &= \\ &= \left(-\frac{1}{2}\right) \left(\lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S (\vec{B}\vec{H}) \vec{n} dS\right)|_{\vec{B}=\text{invar}} = \\ &= \left[\left(-\frac{1}{2}\right) \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S [\vec{B} \times [\vec{n} \times \vec{H}]] dS - \right. \\ &- \left. \left(\frac{1}{2}\right) \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S (\vec{B}\vec{n}) \vec{H} dS\right]|_{\vec{B}=\text{invar}} = \\ &= \left(-\frac{1}{2}\right) \vec{B} \times \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S [\vec{n} \times \vec{H}] dS - \\ &- \left(\frac{1}{2}\right) (\vec{B} \text{ grad}) \vec{H} = \left(-\frac{1}{2}\right) \vec{B} \times \text{rot} \vec{H} - \\ &- \left(\frac{1}{2}\right) (\vec{B} \nabla) \vec{H} = \left(\frac{1}{2}\right) \vec{J} \times \vec{B} - \left(\frac{1}{2}\right) (\vec{B} \text{ grad}) \vec{H}; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
& \left(-\frac{1}{2}\right) \operatorname{grad}(\bar{B}\bar{H})|_{\bar{H}=\text{invar}} = \\
& = \left(-\frac{1}{2}\right) \left(\lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S (\bar{B}\bar{H}) \bar{n} dS\right)|_{\bar{H}=\text{invar}} = \\
& = \left[\left(-\frac{1}{2}\right) \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S [\bar{H} \times [\bar{n} \times \bar{B}]] dS - \right. \\
& \quad \left. - \left(-\frac{1}{2}\right) \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S (\bar{H}\bar{n}) \bar{B} dS \right]|_{\bar{H}=\text{invar}} = \\
& = \left(-\frac{1}{2}\right) \bar{H} \times \operatorname{rot} \bar{B} - \left(-\frac{1}{2}\right) (\bar{H} \operatorname{grad}) \bar{B}. \quad (11)
\end{aligned}$$

Заменяем теперь в последнем уравнении индукцию \bar{B} на равное ей выражение $\mu\bar{H}$ и подвергнем правую часть в уравнении (11) дальнейшему преобразованию, заметив, что

$$\begin{aligned}
\operatorname{rot} \bar{B} &= \operatorname{rot} (\mu\bar{H}) = \left(\lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S [\bar{n} \times \mu\bar{H}] dS\right)|_{\bar{H}=\text{invar}} + \\
&+ \left(\lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S [\bar{n} \times \mu\bar{H}] dS\right)|_{\mu=\text{invar}} = \\
&= \lim_{V \rightarrow 0} \left(\frac{1}{V} \oint_S \bar{n} \mu dS\right) \times \bar{H} + \\
&+ \mu \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_S [\bar{n} \times \bar{H}] dS = \\
&= \operatorname{grad} \mu \times \bar{H} + \\
&+ \mu \operatorname{rot} \bar{H} = \operatorname{grad} \mu \times \bar{H} + \mu \bar{J}; \quad (12)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \left(-\frac{1}{2}\right) (\bar{H} \operatorname{grad}) \bar{B} = \\
& = \left(-\frac{1}{2}\right) ((\bar{H} \operatorname{grad}) (\mu\bar{H}))|_{\mu=\text{invar}} - \\
& - \left(-\frac{1}{2}\right) (\bar{H} \operatorname{grad}) (\mu\bar{H})|_{\bar{H}=\text{invar}} = \\
& = \left(-\frac{1}{2}\right) (\mu\bar{H} \operatorname{grad}) \bar{H} - \\
& - \left(-\frac{1}{2}\right) \bar{H} (\bar{H} \operatorname{grad} \mu) = \left(-\frac{1}{2}\right) (\bar{B} \operatorname{grad}) \bar{H} - \\
& - \left(-\frac{1}{2}\right) \bar{H} (\bar{H} \operatorname{grad} \mu). \quad (13)
\end{aligned}$$

Подставляя теперь в правую часть уравнения (9) вместо $\left(-\frac{1}{2}\right) \nabla (\bar{B}\bar{H})|_{\bar{B}=\text{invar}}$ и

$$\begin{aligned}
& \left(-\frac{1}{2}\right) \nabla (\bar{B}\bar{H})|_{\bar{H}=\text{invar}} \quad \text{их выражения соот-} \\
& \text{ветственно из (10) и (11), получаем, учи-} \\
& \text{тывая (12) и (13), искомое выражение для} \\
& -\operatorname{grad} (\bar{B}\bar{H}/2): \\
& -\operatorname{grad} \omega = -\operatorname{grad} \left(\frac{\bar{B}\bar{H}}{2}\right) = \\
& = [\bar{J} \times \bar{B}] - \left(\frac{1}{2}\right) H^2 \operatorname{grad} \mu - (\bar{B} \operatorname{grad}) \bar{H}. \quad (14)
\end{aligned}$$

При вычислении $\operatorname{grad} \omega_e = \frac{1}{2} \nabla (\bar{B}_{e0} \bar{H}_e)$ необходимо учесть, что поле напряженности \bar{H}_e в пределах малого объема dV от внешних к нему источников потенциально: $\operatorname{rot} \bar{H}_e = 0$ и бесконечно мало отличается от действительной напряженно-

сти \bar{H} ; магнитная проницаемость в окрестности точки наблюдения неизменна и равна в пределе⁵ (при $dV \rightarrow 0$) значению магнитной проницаемости в этой точке, а также очевидное соотношение $\bar{B}_{e0} = \mu \bar{H}_e = \mu \bar{H} = \bar{B}$. Исходя из общего выражения (14), получим, учитывая сказанное, искомое уравнение для $\operatorname{grad} \omega_e$:

$$\begin{aligned}
& \operatorname{grad} \omega_e = \frac{1}{2} \nabla (\bar{B}_{e0} \bar{H}_e) = \frac{1}{2} \nabla (\bar{B}_{e0} \bar{H}_e)|_{\bar{B}_{e0}=\text{invar}} + \\
& + \frac{1}{2} \nabla (\bar{B}_{e0} \bar{H}_e)|_{\bar{H}_e=\text{invar}} = -\operatorname{rot} \bar{H}_e \times \bar{B}|_{\bar{H}_e=\text{invar}} + \\
& + \frac{1}{2} H^2 \operatorname{grad} \mu|_{\mu=\text{invar}} + (\bar{B} \operatorname{grad}) \bar{H} = (\bar{B} \operatorname{grad}) \bar{H}. \quad (15)
\end{aligned}$$

При вычислении $\operatorname{grad} \omega_i = \frac{1}{2} \nabla (\bar{B} \bar{H}_i)$ следует иметь в виду, что магнитные напряженность \bar{H}_i и индукция \bar{B}_i от внутренних источников стремятся (при $dV \rightarrow 0$) к нулю. В итоге получим

$$\begin{aligned}
& \operatorname{grad} \omega_i = \frac{1}{2} \operatorname{grad} (\bar{B} \bar{H}_i) = \frac{1}{2} \{\bar{H}_i \operatorname{rot} \bar{B}_i + \\
& + (\bar{H}_i \operatorname{grad}) \bar{B}_i + \bar{B}_i \operatorname{rot} \bar{H}_i + (\bar{B}_i \operatorname{grad}) \bar{H}_i\} = 0. \quad (16)
\end{aligned}$$

После подстановки в правую часть уравнения (2) вместо $-\nabla (\bar{B}\bar{H})/2$, $\nabla (\bar{B}_{e0} \bar{H}_e/2)$, $\nabla (\bar{B} \bar{H}_i)/2$ их выражений соответственно из (14), (15), (16) получим соотношение

$$\begin{aligned}
\bar{f} &= -\operatorname{grad} \omega_i = -\operatorname{grad} (\bar{B}\bar{H}/2) + (\bar{B} \operatorname{grad}) \bar{H} = \\
& = [\bar{J} \times \bar{B}] - (1/2) H^2 \operatorname{grad} \mu,
\end{aligned}$$

подтверждающее тождественность формул для ОП ЭМС в магнитном поле НМС (1) и (2).

Отметим, что доказательство тождественности этих формул удастся максимально упростить, если объемную плотность магнитной энергии выразить в скалярном виде, например $\omega = \bar{B}\bar{H}/2 = (\mu H^2)/2$, а при вычислении $-\operatorname{grad} (\mu H^2/2)$ воспользоваться готовыми (рецептурными) формулами векторного анализа, приведенными, например, в [7, ф-лы (43*) и (47*) на с. 601]]. Получим в итоге для $-\operatorname{grad} \omega$ следующее выражение:

$$\begin{aligned}
& -\operatorname{grad} \omega = -\operatorname{grad} (\bar{B}\bar{H}/2) = -\operatorname{grad} (\mu H^2/2) = \\
& = -\frac{1}{2} H^2 \operatorname{grad} \mu - (\mu/2) \operatorname{grad} (\bar{H}\bar{H}) = \\
& = (-1/2) H^2 \operatorname{grad} \mu - 2(\mu/2) [\bar{H} \times \\
& \times \operatorname{rot} \bar{H} + (\bar{H} \nabla) \bar{H}] = [\bar{J} \times \bar{B}] - \\
& - (1/2) H^2 \operatorname{grad} \mu - (\bar{B} \nabla) \bar{H}, \quad (17)
\end{aligned}$$

полностью совпадающее с (14), ранее полученным на основе полного ее доказательства, в процессе которого по существу приводится обоснование упомянутых выше рецептурных формул. Из совместного рассмотрения уравнений (1) и (17) следует весьма примечательный вывод о том, что член $(\bar{B} \operatorname{grad}) \bar{H}$ в правой части уравнения (1) не

⁵ Объем dV стремится к нулю, а именно к точке наблюдения, являющейся одной из точек, принадлежащих малому объему dV .

оказывает никакого влияния на окончательное значение ОП ЭМС в данной точке наблюдения, поскольку он компенсируется членом $-(B \operatorname{grad}) H$, который имеется в векторном выражении (17) для $-\operatorname{grad} \omega$.

2. Особенности определения электромагнитных сил, действующих на выделенный объем нелинейной магнитной системы, если внутри этого объема имеются поверхности разрыва магнитной проницаемости, поверхностные токовые слои. Напомним, что в исходной постановке решенной в [6] задачи (см. выше) по отысканию силового поля ОП ЭМС \vec{f} в рассматриваемой НМС с целью избежания дополнительных сложностей предполагалось, что магнитная проницаемость в области исследования изменяется непрерывным образом. Однако в реальных магнитных нелинейных системах, например в электрических машинах, могут иметь место и поверхности разрыва магнитной проницаемости.

В общем случае с поверхностью разрыва магнитной проницаемости может быть совмещен еще и поверхностный токовый слой, в котором распределяется ток проводимости с линейной плотностью \vec{j} . Если тангенциальный вектор на элементе поверхности $dS = \vec{n} dS$ направить в направлении ортогональном вектору \vec{n} и вектору плотности тока таким образом, чтобы три вектора \vec{n} , $\vec{\tau}$, \vec{j} образовали правую тройку векторов, то легко убедиться на основании закона полного тока в справедливости соотношения

$$H_{1\tau} - H_{2\tau} = j, \quad (18)$$

связывающего тангенциальные составляющие напряженности магнитного поля по обе стороны поверхности S . С целью большей наглядности без потери общности в последующих выводах поместим начало декартовой системы координат в середину рассматриваемого элемента dS поверхности, направив положительную полуось Ox вдоль нормали \vec{n} (направление нормали \vec{n} от поверхности S во внутрь среды 1), а полуось Oz — вдоль вектора плотности тока \vec{j} (рис. 1).

Покажем, что и этот случай можно искусственным приемом свести к условиям задачи, рассмотренной в [6]. Для этого граничную поверхность S между средами, на которой имеется поверхностный слой тока, а магнитная проницаемость (при прохождении сквозь поверхность) изменяется скачком, заменим переходным слоем конечной толщины h (рис. 1, б). Исходная задача сводится к определению предельного значения ЭМС, действующей на элементарный объем переходного слоя (например, в форме цилиндра, имеющего высоту h , равную толщине слоя) при условии $h \rightarrow 0$.

Зависимости магнитной проницаемости и тангенциальной составляющей напряженности внутри слоя имеют вид произвольно задаваемых непрерывных функций $\mu_{\sim}(x)$ и $H_{\tau\sim}(x)$, изменяющихся, однако, в заданном диапазоне:

$$\mu_{\sim} \in [\mu_1, \mu_2]; H_{\tau\sim} \in [H_{1\tau}, H_{2\tau}].$$

Выбор зависимости для тангенциальной составляющей напряженности $H_{\tau\sim}(x)$ зависит от

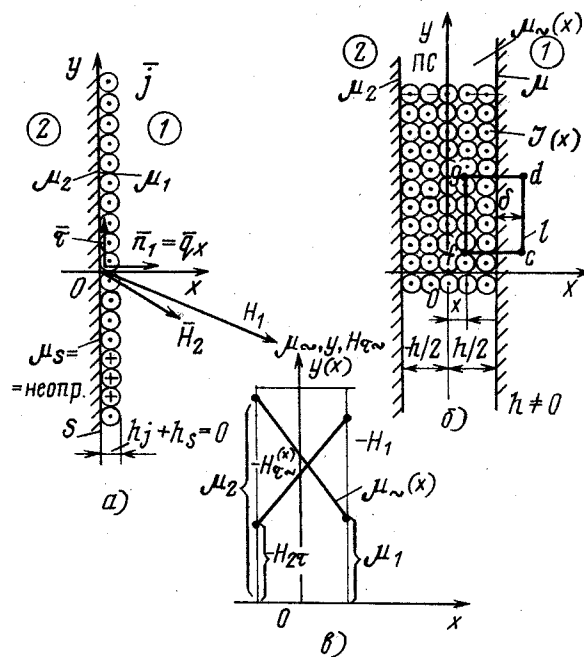


Рис. 1

также произвольно задаваемой непрерывной функции ОП тока проводимости в слое $\vec{J}(x)$. Вместе с тем обе эти зависимости должны удовлетворять двум приведенным далее уравнениям. Одно из них отражает закон полного тока, примененный в отношении контура l , ограничивающего прямоугольник $cdgfc$ со сторонами $cd = gf = \Delta l$; $dg = fc = h/2 - x + \delta$, где $\Delta l \rightarrow 0$, $\Delta l \gg \delta$; $h \gg \delta$;

$$\oint_l (\vec{H} d\vec{l}) = \oint_S (\vec{J} d\vec{S}). \quad (19)$$

Второе уравнение прямо вытекает из условия сохранения неизменным полного тока проводимости, которое должно быть выполнено при применении переходного слоя толщиной h :

$$\int_{-h/2}^{+h/2} \vec{J} \Delta l dx = \vec{j} \Delta l.$$

Если условиться считать ОП тока проводимости в слое некоторой постоянной не зависящей от переменной x величиной, то последнее уравнение позволяет выразить эту постоянную через заданную линейную плотность тока \vec{j} в соответствии с уравнением

$$\vec{J} = \vec{j}/h = \vec{q}_j/h = \vec{v}j/h, \quad \vec{v} = \vec{n} \times \vec{\tau}. \quad (20)$$

Раскрывая теперь уравнение (19), получаем с учетом (20) искомое соотношение для зависимости $H_{\tau\sim}(x)$:

$$H_{\tau\sim}(x) = H_{1\tau} - (j/h)(h/2 - x). \quad (21)$$

Поскольку при $x = (-h/2)$ должно выполняться условие $H_{\tau\sim}(-h/2) = H_{2\tau}$ то из (21) получаем искомое соотношение (18), связывающее между собой заданные физические величины $H_{1\tau}$, $H_{2\tau}$, j . Для зависимости магнитной проницаемости $\mu_{\sim}(x)$ также примем линейную аппроксимацию. В последующих выводах обе упомянутых выше зависимости $\mu_{\sim}(x)$ и $H_{\tau\sim}(x)$ будем применять

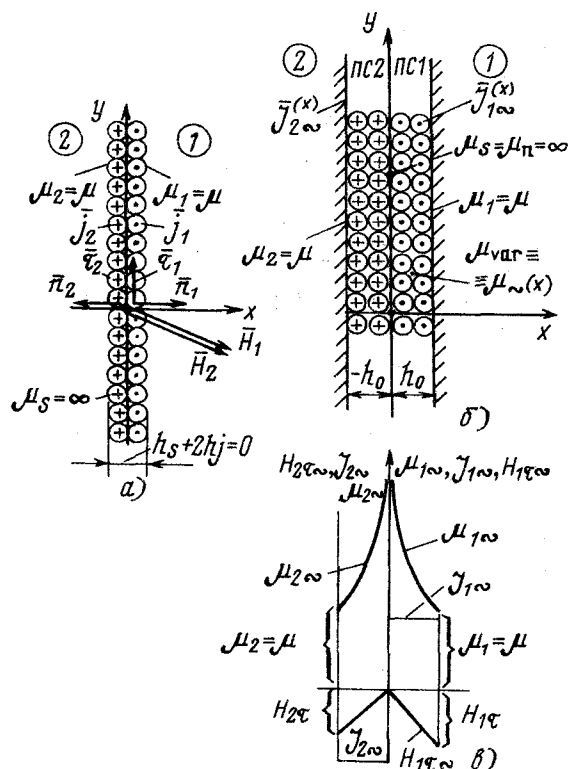


Рис. 2

с целью упрощения записи в следующем виде (рис. 2, в):

$$\left. \begin{aligned} \mu_{\sim}(x) &= ax + b; \\ H_{\tau\sim}(x) &= a_1x + b_1, \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{\mu_1 - \mu_2}{h}; \quad b = \frac{\mu_1 + \mu_2}{2}; \\ a_1 &= \frac{H_{1\tau} - H_{2\tau}}{h} = \frac{j}{h}; \quad b_1 = \frac{H_{1\tau} + H_{2\tau}}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Учитывая непрерывность нормальной составляющей индукции при прохождении сквозь слой, а также принятые зависимости для $\mu_{\sim}(x)$ и $H_{\tau\sim}(x)$, определяем зависимости для нормальных составляющих индукции и напряженности в слое — $B_{n\sim}(x)$ и $H_{n\sim}(x)$, а также для тангенциальной составляющей индукции $B_{\tau\sim}(x)$:

$$B_{n\sim}(x) = B_n = \text{const} \neq f_1(x); \quad (24)$$

$$H_{n\sim}(x) = B_{n\sim}/\mu_{\sim} = B_n/(ax + b); \quad (25)$$

$$B_{\tau\sim}(x) = \mu_{\sim} H_{\tau\sim} = (ax + b)(a_1x + b_1), \quad (26)$$

где $x \in [-h/2, +h/2]$.

Заметим теперь, что при определении ЭМС $d\bar{F}$, действующей на элементарный объем слоя $dV = h dS$, можно воспользоваться расчетным выражением для ОП ЭМС (2) и учесть при этом приведенные выше соотношения (19) — (26). Получим в итоге

$$\begin{aligned} d\bar{F} &= \bar{f}_S dS = \lim_{h \rightarrow 0} \left\{ \int_{dV} \bar{f} dV' \right\} = \\ &= \lim_{h \rightarrow 0} \left\{ \int_{-h/2}^{+h/2} \left(\bar{J} \times \bar{B} - \frac{H^2}{2} \text{grad } \mu \right) dx dS \right\} = \\ &= dS \lim_{h \rightarrow 0} \int_{-h/2}^{+h/2} \left([\bar{q}_z(j/h) \times (\bar{n} B_n + \bar{\tau} B_{\tau\sim})] - \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{1}{2} \right) (H_{n\sim}^2 + H_{\tau\sim}^2) \nabla(ax + b) \right) dx = \\ &= dS \lim_{h \rightarrow 0} \int_{-h/2}^{+h/2} \left\{ \bar{j} \frac{B_n}{h} - \bar{n} j \frac{(ax + b)(a_1x + b_1)}{h} - \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{\bar{n}}{2} \right) \left(\frac{B_n^2}{(ax + b)^2} + (a_1x + b_1)^2 \right) a \right\} dx. \end{aligned}$$

Заменяя в последнем уравнении⁶ коэффициенты a , b , a_1 , b_1 их выражениями в соответствии с уравнениями (22), (23), сократив обе части того же уравнения на dS , найдем искомую формулу для поверхностной плотности ЭМС в следующем виде:

$$\begin{aligned} \bar{f}_S &= \bar{n} \left(\frac{1}{2} \right) B_n^2 \left(\frac{1}{\mu_1} - \frac{1}{\mu_2} \right) + \\ &+ \bar{n} \left(\frac{1}{2} \right) \frac{(H_{1\tau}^2 + H_{1\tau} H_{2\tau} + H_{2\tau}^2)}{3} (\mu_2 - \mu_1) + \\ &+ \bar{\tau} j B_n + \bar{n} \left(\frac{1}{4} \right) j_v (\mu_2 - \mu_1) - \\ &- (\mu_1 + \mu_2) (H_{1\tau} + H_{2\tau}). \end{aligned} \quad (27)$$

Если поверхность S свободна от тока проводимости, т. е. если $j = 0$ всюду на поверхности S , то в этом случае $H_{1\tau} = H_{2\tau} = H_{\tau}$ и из (27) после тривиальных упрощений следует искомое расчетное выражение для поверхностной плотности ЭМС на поверхности S разрыва магнитной проницаемости

$$\bar{f}_{S\mu} = \bar{n} (1/2) B_n^2 (1/\mu_1 - 1/\mu_2) + \bar{n} (1/2) H_{\tau}^2 (\mu_2 - \mu_1),$$

полностью совпадающее с аналогичным выражением, полученным ранее А. В. Ивановым-Смоленским двумя различными способами — через натяжение [4] и на основе применения переходного слоя [2].

Если на поверхности S имеется поверхностный слой тока и в то же время она не является поверхностью разрыва магнитной проницаемости, то $\mu_1 = \mu_2 = \mu$ и расчетное выражение для поверхностной плотности ЭМС (27) преобразуется

⁶ После, разумеется, выполнения интегрирования, которое из-за своей простоты и громоздкости получающихся функций здесь не приводится.

к следующему виду:

$$H_{\tau\sim}(x) = H_{\tau} \frac{x}{h_0},$$

$$\bar{f}_{SJ} = \bar{\tau} j_{\tau} B_n - \bar{n} j_{\nu} \frac{\mu(H_{1\tau} + H_{2\tau})}{2} = \bar{\tau} j_{\tau} B_n - \bar{n} j_{\nu} B_{\tau \text{ мед}}$$

где $B_{\tau \text{ мед}} = (1/2)(B_{1\tau} + B_{2\tau})$ — среднее значение тангенциальной составляющей индукции в слое.

Если внутри выделенного объема V рассматриваемой НМС имеются поверхности разрыва магнитной проницаемости S_{μ} и поверхностные токовые слои $S_{j\tau}$ искомая ЭМС, действующая на этот объем, определится из уравнения

$$\bar{F} = \int_V \bar{f} dV + \sum_i \int_{S_{\mu}} \bar{f}_{S_{\mu}} dS + \sum_{\nu} \int_{S_{j\tau}} \bar{f}_{S_{j\tau}} dS.$$

3. Магнитная поверхность с двухсторонним разрывом магнитной проницаемости и двумя поверхностными токовыми слоями и ее применение для обоснования натяжений в магнитном поле. Не менее важен еще один случай поверхности S , обладающей специфическими признаками; при прохождении сквозь эту поверхность магнитная проницаемость изменяется скачкообразно дважды от магнитной проницаемости среды μ до бесконечности (другими словами, магнитная проницаемость самой поверхности равна по условию бесконечности) и от бесконечности вновь до первоначального значения μ . Кроме того, на каждой из сторон поверхности S располагаются поверхностные токовые слои с линейной плотностью тока в них, определяемой из уравнения

$$\bar{j}_1 = [\bar{n}_1 \times \bar{H}] = -j_2 = -[\bar{n}_2 \times \bar{H}], \quad \bar{n}_1 = -\bar{n}_2.$$

В рассматриваемом случае простые физические соображения указывают на то, что воздействию ЭМС, равных по величине и противоположных по знаку, подвергаются смежные элементы поверхности S на каждой из ее сторон. Последнее означает, что результирующая поверхностная плотность ЭМС будет равна нулю. Из сказанного становится очевидной бесплодность попытки применения и в данном случае единого переходного слоя для определения поверхностной плотности ЭМС на каждой из сторон рассматриваемой поверхности S . Очевидно, что в данном случае с помощью переходного слоя следует воспроизвести каждую из сторон рассматриваемой поверхности (рис. 2, б): в итоге получаем два переходных слоя, каждый из которых имеет малую, но конечную величину h_0 . Существенно, что теперь при прохождении любого слоя из среды внутрь слоя магнитная проницаемость изменяется от своего конечного значения μ до бесконечности при $x=0$.

Как подтвердит последующий анализ, весьма удобно для зависимости магнитной проницаемости в слое воспользоваться гиперболическим законом в форме следующего уравнения ($x \in [0, h_0]$) (рис. 2, в):

$$\mu_{\sim}(x) = \frac{\mu}{x} h_0.$$

Тангенциальная составляющая напряженности в слое $H_{\tau\sim}$ будет изменяться по линейному закону в зависимости от x :

если ОП тока проводимости в слое удовлетворяет уравнению

$$\bar{J}_{\sim}(x) = \frac{\bar{j}}{h_0} = \text{const} \neq f_1(x).$$

Условие непрерывности нормальной составляющей индукции при прохождении через каждый из упомянутых выше слоев, а также установленные выше зависимости $\mu_{\sim}(x)$, $J_{\sim}(x)$, $H_{\tau\sim}(x)$ предопределяют следующие зависимости для тангенциальной составляющей магнитной индукции $B_{\tau\sim}(x)$ и нормальной составляющей напряженности $H_{n\sim}(x)$ в пределах одного из слоев:

$$\begin{aligned} B_{\tau\sim}(x) &= \mu_{\sim}(x) H_{\tau\sim}(x) = \frac{\mu h_0}{x} H_{\tau} \frac{x}{h_0} = \\ &= B_{\tau} = \text{const} \neq f(x); \quad H_{n\sim}(x) = B_{n\sim} / \mu_{\sim} = \\ &= \frac{B_n}{(\mu h_0 / x)} = (H_n x) / h_0. \end{aligned}$$

Примечательно, что нижеприведенные зависимости $\bar{J}_{\sim}(x)$, $\bar{B}_{\sim}(x)$, а также функция $(-1/2) H_{\sim}^2(x) \text{grad } \mu_{\sim}(x)$:

$$\begin{aligned} \bar{J}_{\sim}(x) &= [\bar{n} \times \bar{H}] / h_0 = [\bar{n} \times \bar{H}] / h_0 = \text{const}; \\ \bar{B}_{\sim}(x) &= \bar{B}_{n\sim} + \bar{B}_{\tau\sim} = \bar{n} B_n + \bar{\tau} B_{\tau} = \text{const}; \\ (-1/2) H_{\sim}^2 \text{grad } \mu_{\sim} &= \bar{n} (1/2) \mu (H_n^2 + H_{\tau}^2) / h_0 = \text{const}, \end{aligned}$$

через которые определяются в соответствии с (2) ОП ЭМС \bar{f}_{\sim} внутри переходного слоя, оказываются в действительности некоторыми не зависящими от переменной x постоянными. Это обстоятельство позволяет максимально упростить вычисление ЭМС, действующей на элементарный объем $dV = h_0 dS$ переходного слоя и, соответственно, поиск искомого формулы для плотности ЭМС на каждой из сторон рассматриваемой поверхности $\bar{f}_{S_{ni}}$ (индекс $i=1$ или 2 указывает на то, что речь идет о стороне поверхности S с положительной нормалью n_i), обычно называемой натяжением, обозначаемым символом \bar{T}_{n_i} .

В итоге найдем формулу для натяжений ($i=1$) (рис. 3):

$$\begin{aligned} \bar{T}_{n_1} &= \lim_{h_0 \rightarrow 0} \frac{d\bar{F}}{dS} = \frac{1}{\Delta S} \lim_{h_0 \rightarrow 0} \int_{dV} \bar{f}_{\sim} dV = \\ &= \lim_{h_0 \rightarrow 0} \int_0^{h_0} \left\{ \frac{[(\bar{n}_1 \times H_{\tau}) \times (\bar{B}_n + \bar{B}_{\tau})]}{h_0} + \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{2} \right) \bar{n}_1 \mu \frac{H_n^2 + H_{\tau}^2}{h_0} \right\} dx = \bar{\tau}_1 H_{\tau} B_n - \\ &\quad - \bar{n}_1 (B_{\tau} H_{\tau}) \frac{1}{2} - \bar{n}_1 (1/2) B_n H_n = \\ &= \mu (\bar{H} H_n - (1/2) \bar{n} H^2), \end{aligned}$$

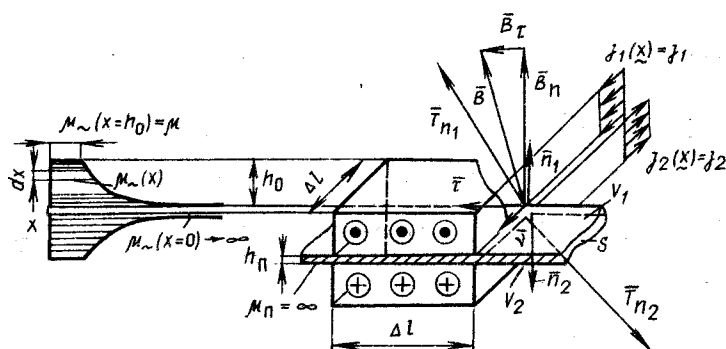


Рис. 3

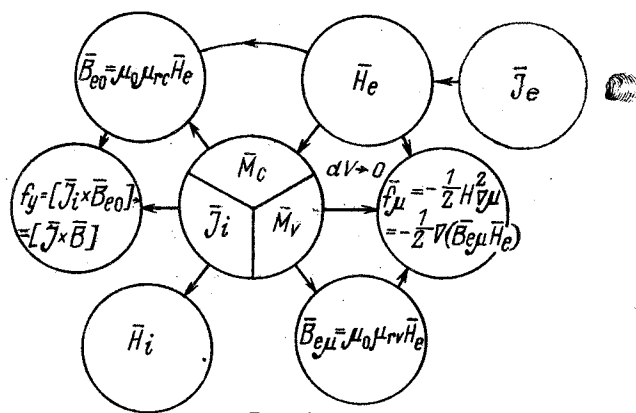


Рис. 4

рекомендованную впервые Дж. К. Максвеллом и обоснованную разными способами в ходе дискуссии по ЭМС в магнитном поле [12], а также в [2, 11], где магнитопроницаемая (с $\mu = \infty$) поверхность с размещенными на обеих ее сторонах токовыми слоями, получила название магнитной токовой оболочки для случая, когда эта поверхность замкнута, или пробного магнитного токового листа для случая, когда эта поверхность не замкнута.

4. Поле объемной плотности электромагнитных сил как физическое явление, возникающее при взаимодействии магнитного поля с его источниками. Физически обоснованное применение энергетического метода для определения ЭМС, действующей на выделенную часть НМС, объем V , возможно только после предварительной линеаризации НМС. Впервые на необходимость линеаризации НМС было указано в [8, 3]. Указанная линеаризация НМС естественна, и ее суть заключается в замораживании магнитного поля НМС в рассматриваемый момент времени и сохранении его неизменным при заданном малом перемещении всей НМС на малый вектор — расстояние δq . При этом магнитные свойства среды определяются магнитной проницаемостью, зависящей только от пространственных координат. Линейная модель воспроизводит действительное магнитное состояние НМС и в то же время позволяет при анализе этой модели воспользоваться принципом суперпозиции.

Переход от исходной нелинейной магнитной системы к ее линейной модели имеет первостепенное значение: именно представление НМС ее линейной моделью позволило получить в [6] формулу для объемной плотности ЭМС в форме уравнения (1), а магнитные поля индукции \vec{B} и напряженности \vec{H} в пределах рассматриваемого малого объема dV представить в виде суперпозиции частичных полей:

$$\begin{aligned}\vec{B} &= \vec{B}_{e0} + \vec{B}_{em} + \vec{B}_i; \\ \vec{H} &= \vec{H}_e + \vec{H}_i\end{aligned}$$

от внешних (по отношению к объему dV) источников: \vec{B}_{e0} , \vec{H}_e и от внутренних источников: \vec{B}_{em} , \vec{B}_i , \vec{H}_i [6, с. 77].

Анализируя полученное в [6] расчетное выражение для объемной плотности ЭМС (1), адекват-

ное с получившей широкое распространение формулой (2), нетрудно определить необходимые и достаточные условия, при выполнении которых на элементарный объем НМС dV будет действовать ЭМС $d\vec{F} = \vec{f}dV$, где \vec{f} определяется по (5).

При необходимости ответить на вопрос, подвергается ли рассматриваемый объем dV НМС действию ЭМС, можно опираться на следующую теорему.

Для возникновения ЭМС

$$d\vec{F} = \vec{f}dV = \{[\vec{J} \times \vec{B}] - \frac{H^2}{2} \text{grad} \mu\} dV, \quad (28)$$

действующей на элементарный объем dV НМС, необходимо и достаточно, чтобы вне и внутри малого объема dV имели место источники магнитного поля.

При этом внешние (по отношению к объему dV) источники задаются в виде тока проводимости, распределенного с плотностью $\vec{J}_e(x, y, z)$ и обуславливающего в пределах малого объема dV «внешнее» магнитное поле напряженностью \vec{H}_e (бесконечно мало отличающееся при $dV \rightarrow 0$ от результирующей напряженности поля \vec{H}) и «внешнее» магнитное поле с индукцией $\vec{B}_{e0} = \mu_0 \mu_c \vec{H}_e \rightarrow \vec{B}$. В общем случае внутренние источники — ток проводимости, распределенный в объеме dV с плотностью \vec{J}_i , а также переменная составляющая намагниченности \vec{M}_v , генерируют в пределах малого объема dV поля напряженности \vec{H}_i и индукции $\vec{B}_i = \mu_0 \mu_{rc} \vec{H}_i$; $\vec{B}_{em} = \mu_0 \mu_{rc} \vec{H}_e = \mu_0 \vec{M}_v$.

Убедимся в том, что при выполнении условий сформулированной теоремы в рассматриваемом магнитном поле возникает поле ЭМС, распределяемое в пространстве с ОП, определяемой уравнением (28). Другими словами, необходимо решить задачу, постановка которой вместе с необходимыми допущениями приведена выше. Решение этой задачи было впервые осуществлено Дж. К. Максвеллом в одной из его ранних работ [1], и оно действительно имеет вид уравнения (28), которое, как следует из [6] и данного сообщения, можно представить в иной форме, более наглядной и удобной для установления условий, при которых

возникает силовое поле ОП ЭМС f (2):

$$\bar{f} = \bar{J} \times \bar{B} - (1/2) H^2 \text{grad } \mu = - (1/2) \nabla ((\bar{B}_{e0} + \bar{B}_{e\mu} + \bar{B}_i) (\bar{H}_e + \bar{H}_i)) + (1/2) \nabla (\bar{B}_{e0} \bar{H}_e).$$

При доказательстве необходимости тех же условий будем исходить из того, что на рассматриваемый малый объем НМС dV действует ЭМС $d\bar{F}$, определяемая по (28). Расчетное выражение для этой ЭМС можно, используя очевидные соотношения

$$\bar{J} = \text{rot } \bar{H} = \text{rot } (\bar{H}_e + \bar{H}_i) \approx \text{rot } \bar{H}_i;$$

$$\bar{B} = \bar{B}_{e0} + \bar{B}_{e\mu} + \bar{B}_i \approx \bar{B}_{e0};$$

$$\bar{H} = \bar{H}_e + \bar{H}_i \approx \bar{H}_e;$$

$$\begin{aligned} (1/2) H^2 \text{grad } \mu &= (1/2) \bar{H}_e \text{grad } (\mu H_e) |_{H_e = \text{invar}} = \\ &= (1/2) H_e \text{grad } B_{e\mu} |_{H_e = \text{invar}} \end{aligned}$$

преобразовать к удобному для анализа и эквивалентному (28) виду

$$\begin{aligned} d\bar{F} &= \{ [\text{rot } \bar{H}_i \times \bar{B}_{e0}] - \\ &- (1/2) (\bar{H}_e \text{grad } B_{e\mu}) |_{H_e = \text{invar}} \} dV, \end{aligned}$$

откуда следует, что из существования отличной от нуля элементарной ЭМС (28) $d\bar{F} \neq 0$ вытекает с необходимостью и существование в пределах малого объема dV внешних и внутренних полей: \bar{H}_i , \bar{H}_e , \bar{B}_{e0} , $\bar{B}_{e\mu}$.

На рис. 4 предпринята попытка схемными средствами изобразить, как внутренние (по отношению к малому объему dV НМС) источники: первичные (ток проводимости, распределенный в объеме dV с ОП \bar{J}_i) и вторичные (возникающие в малом объеме dV в общем случае вследствие поляризации ферромагнитной среды во внешнем магнитном поле и обуславливающие переменную составляющую намагниченности \bar{M}_v) и внешние источники (ток проводимости, распределенный вне малого объема dV с ОП \bar{J}_e), принимают участие в генерации полей магнитных индукций \bar{B}_{e0} , $\bar{B}_{e\mu}$ и полей ОП ЭМС \bar{f} , и \bar{f}_μ в пределах малого объема НМС dV .

Примечательно, что магнитные поля напряженности \bar{H}_i и магнитной индукции $\bar{B}_{e\mu}$ возникают в пределах малого объема dV только в присутствии в нем внутренних источников и они пренебрежимо малы в сравнении с полем магнитной индукции $\bar{B}_{e0} = \mu_0 \mu_r \bar{H}_e = \mu_0 (\bar{H}_e + \bar{M}_c) = \bar{B}$, обусловленным внешними к малому объему dV источниками. Однако поле ОП ЭМС \bar{f} в пределах малого объема dV зависит от пространственных производных ($\text{rot } \bar{H}_i$ и $\text{grad } B_{e\mu} |_{H_e = \text{invar}}$) функций \bar{H}_i и $B_{e\mu}$. Эти производные, свидетельствующие (каждая в своей форме) о скорости стремления упомянутых выше векторных функций \bar{H}_i и $\bar{B}_{e\mu}$ к нулю, в общем случае (при $\bar{J}_i \neq 0$ и $\bar{M} = \bar{M}_c + \bar{M}_v$ и $\bar{M}_v \neq 0$) имеют отличные от нуля значения.

Из сказанного выше следует, что физическим носителем ЭМС амперовского происхождения следует считать ток проводимости, распределенный с ОП \bar{J}_i в пределах малого объема dV . Его взаимодействие с полем магнитной индукции $\bar{B}_{e0} \approx \bar{B}$, созданным в пределах малого объема dV внешним к нему током проводимости, распределенным с ОП \bar{J}_e , обуславливает в этом объеме поле ОП ЭМС $\bar{f}_i = \bar{J} \times \bar{B}$.

Значительно более сложным оказывается определение физических носителей ЭМС магнитного происхождения.

Анализируя расчетное выражение для объемной плотности ЭМС, действующих на магнитно поляризованный объем

$$\begin{aligned} \bar{f}_\mu &= - \frac{H^2}{2} \text{grad } \mu = - \frac{H^2}{2} \text{grad } (\mu_c + \mu_v) = \\ &= - \frac{H^2}{2} \text{grad } \mu_v = - \frac{\mu_0 H^2}{2} \nabla \mu_v, \end{aligned} \quad (29)$$

можно прийти к заключению о том, что ЭМС магнитного происхождения возникает только в том случае, если в пределах малого объема dV имеется переменная намагниченность \bar{M}_v .

Действительно, магнитную индукцию в пределах малого объема dV можно выразить либо через намагниченность \bar{M} и ее составляющие \bar{M}_c и \bar{M}_v , либо через магнитную проницаемость μ и ее составляющие μ_c и μ_v в соответствии с уравнениями

$$\begin{aligned} \bar{B} &= \mu_0 (\bar{H} + \bar{M}) = \mu_0 (\bar{H} + \bar{M}_c + \bar{M}_v); \\ \bar{B} &= \mu \bar{H} = (\mu_c + \mu_v) \bar{H}, \end{aligned}$$

откуда

$$\mu_c \bar{H} = \mu_0 (\bar{H} + \bar{M}_c); \quad \mu_0 \bar{M}_v = \mu_v \bar{H}; \quad \mu_v = \mu_0 M_v / H. \quad (30)$$

Заменяя в (29) магнитную проницаемость μ_v ее выражением (30), получаем формулу⁷

$$\bar{f}_\mu = - \frac{H^2}{2} \text{grad } \mu = - \frac{\mu_0 H}{2} \text{grad } M_v |_{H = \text{invar}},$$

которая устанавливает связь ЭМС магнитного происхождения с переменной намагниченностью в явном виде, но, к сожалению, не указывает в такой же явной форме на физические носители ЭМС магнитного происхождения. Для того чтобы установить их природу (привести феноменологическое объяснение их происхождения), следует с учетом очевидных для обесточенных (т. е. при $\text{rot } \bar{H} = 0$) поляризованных магнетиков дифференциальных уравнений Максвелла

$$\text{rot } \bar{B} = \text{grad } \mu \times \bar{H}; \quad (31)$$

$$\text{div } \bar{H} = - (\bar{H} \text{grad } \mu) / \mu \quad (32)$$

перейти вначале от максвелловской модели для поляризованного магнетика (ПМ) к ее линейаризованной модели (ЛМ), а затем, выбрав в рамках ЛМ ПМ малую окрестность в некоторой точке наблюдения P (например, в форме цилиндра высотой $h \rightarrow 0$ и основаниями — кругами с радиу-

⁷ При выводе (30) учтено, что $(\mu_0/2) M_v \text{grad } H = 0$ из-за $M_v \rightarrow 0$ при $dV \rightarrow 0$.

сом ограничивающей их окружности $R \rightarrow 0$; $h \gg R$) заменить ее модифицированной линеаризованной моделью (МЛМ), адекватной с исходной ее ЛМ в отношении воспроизведения магнитных полей индукции и напряженности и, следовательно, силового поля ОП ЭМС \bar{f}_μ : $\bar{f}_\mu = \bar{f}_{\mu\mu}$.

Искомая ОП ЭМС \bar{f}_μ никак не зависит ни от формы малого объема dV , ни от его ориентации в пространстве относительно точки наблюдения P , к которой он стремится при бесконечно малом уменьшении его размеров.

Условие сопряжения МЛМ малого объема ПМ dV со смежной с ним ЛМ остального объема ПМ, сводящееся к отсутствию скачков магнитной проницаемости на поверхности раздела сред ЛМ и МЛМ, может быть обеспечено, если ось PP_h цилиндрического малого объема dV совместить с линией, на которой располагается вектор $\text{grad } \mu(P)$ в точке наблюдения P .

В отличие от ЛМ малого объема ПМ в МЛМ малого объема ПМ магнитные свойства среды воспроизводятся не полностью. В частности, в рамках МЛМ малого объема dV ПМ в точке наблюдения P воспроизводится только сама магнитная проницаемость, а ее градиент (в исходной максвелловской модели малого объема dV и его ЛМ в общем случае отличный от нуля) равен нулю и возрастает в зависимости от удаления h от точки P в направлении оси цилиндра по линейному закону, приобретая в точке P_h такое же значение $\text{grad } \mu(P_h)$, какое имеет место в той же точке и в ЛМ малого объема ПМ: $\text{grad } \mu_m(P_h) = \text{grad } \mu(P_h)$.

Коррекция магнитных свойств среды в пределах МЛМ малого объема ПМ достигается введением в этот объем вторичных источников магнитного поля: фиктивных токов проводимости и фиктивных магнитных зарядов с переменной ОП их распределения, соответственно \bar{J}_{mm} и $\rho_{mm}(h)$, изменяющейся по линейному закону в зависимости от переменной h от максимального значения в точке P :

$$\bar{J}_{mm} = \text{rot } \bar{H}_m(P) = [\text{grad } \mu \times \bar{H}]/\mu; \quad (33)$$

$$\rho_{mm} = \text{div } \bar{B}_m(P) = -(\bar{H} \text{grad } \mu) \quad (34)$$

до 0 в точке P_h . Нетрудно заметить, что при определении максимальных значений ОП распределения фиктивных токов проводимости (\bar{J}_{mm}) и фиктивных магнитных зарядов (ρ_{mm}) в соответствии с уравнениями (33) и (34) с учетом $\text{grad } \mu(P) = 0$ будут также выполняться уравнения (31) и (32) для соответственно вихрей магнитной индукции и истоков магнитной напряженности в ПМ.

В силу малости объема dV МЛМ ПМ ($dV \rightarrow 0$) и пренебрежимо малого отличия магнитных свойств среды малого объема dV ПМ в обоих его моделях (ЛМ и МЛМ) магнитные поля индукции и напряженности в указанных моделях малого объема dV совпадают с точностью до пренебрежимо малых величин. Преимущество МЛМ малого объема ПМ перед ЛМ того же объема ПМ очевидно: в этой модели физические носители

ЭМС, действующих на поляризованный магнетик, представлены в явной форме упомянутых выше вторичных источников магнитного поля. Их взаимодействие с магнитными полями магнитных индукции (фиктивных токов проводимости) и напряженности (фиктивных магнитных зарядов) приводит к возникновению ЭМС, действующих на малый объем dV и определяемых в соответствии с законом Ампера и Кулона из уравнений

$$d\bar{F}_{\mu J} = [(1/2)\bar{J}_{mm} \times \bar{B}]dV = (1/2)[[\text{grad } \mu \times \bar{H}] \times \bar{H}]dV,$$

$$d\bar{F}_{\mu\rho} = (1/2)\rho_{mm}\bar{H}dV = -(1/2)(\bar{H}\text{grad } \mu)\bar{H}dV.$$

Формально к этим силам следует добавить еще одну, обусловливаемую изменением градиента магнитной проницаемости в пределах малого объема и определяемую из уравнения

$$d\bar{F}_{\mu\mu} = -(1/4)H^2\text{grad } \mu(P_h)dV.$$

Легко однако видеть, что эта ЭМС стремится к нулю при $dV \rightarrow 0$ как величина второго порядка малости в сравнении с ЭМС $d\bar{F}_{\mu J}$ и $d\bar{F}_{\mu\rho}$, поскольку к нулю в правой части последнего уравнения стремятся и dV и $\text{grad } \mu(P_h)$ при $P_h \rightarrow P$, так как в МЛМ $\text{grad } \mu_m(P) = 0$.

Учитывая сказанное выше, нетрудно найти, рассматривая совместно три последние уравнения, искомое выражение для ОП ЭМС в поляризованном магнетике

$$\begin{aligned} \bar{f}_\mu &= \lim_{dV \rightarrow 0} \frac{d\bar{F}_\mu}{dV} = \lim_{dV \rightarrow 0} \frac{(d\bar{F}_{\mu J} + d\bar{F}_{\mu\rho} + d\bar{F}_{\mu\mu})}{dV} = \\ &= -(1/2)H^2\text{grad } \mu. \end{aligned}$$

В заключение обратим особое внимание на то, что формулы для ОП ЭМС в магнитном поле (1) или (2) в равной мере применимы при вычислении с их помощью ЭМС как в линейных, так и в нелинейных магнитных системах.

Распространить эти формулы на нелинейные магнитные системы возможно, как показано в работах А. В. Иванова-Смоленского, В. А. Кузнецова [8, 3] на основе принципа линеаризации исходной НМС. К такому же заключению можно прийти, анализируя исходную систему уравнений Максвелла для магнитного поля любой в общем случае НМС:

$$\text{rot } \bar{H} = \bar{J};$$

$$\text{div } \bar{B} = 0;$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H}.$$

Допустим, что пространственные распределения магнитных полей индукции и напряженности в рассматриваемый момент времени, удовлетворяющие упомянутым выше уравнениям и определенным начальным и граничным условиям, получены тем или иным способом для данной линейной или нелинейной магнитной системы: $\bar{B}(x, y, z)$; $\bar{H}(x, y, z)$. В соответствии с (1) силовое поле \bar{f} полностью определяется имеющимся в рассматриваемый момент времени пространственными распределениями магнитных полей индукции $\bar{B}(x, y, z)$ и напряженности $\bar{H}(x, y, z)$ и совсем не

зависит от того, при каких условиях эти магнитные поля реализованы: в присутствии ферромагнитных тел или при их отсутствии. В этой связи не представляется возможным согласиться с отдельными авторами, например А. Н. Кравченко, Ю. П. Емец и др., ограничивающими применение формулы (2) для вычисления с ее помощью ЭМС только в линейных магнитных средах с фиксированной зависимостью магнитной проницаемости от пространственных координат $\mu(x, y, z)$, не зависящей от напряженности поля.

В действительности же второй член в формуле Максвелла (2) учитывает в общем случае и нелинейность ферромагнитной среды. В самом деле, этому члену может быть придан следующий вид:

$$\vec{f}_\mu = - (1/2) H^2 \text{grad} \mu = - (1/2) H^2 \text{grad} (B/H).$$

откуда видно, что если кривая намагничивания ферромагнитного материала отличается от линейной, зависимость магнитной проницаемости в некоторой фиксированной точке наблюдения с координатами x, y, z при изменении в ней напряженности магнитного поля не будет оставаться неизменной.

Приложение. Ниже приводится более краткий, основанный на применении векторных соотношений (10) — (13) (см. п. 2, где приведено доказательство их справедливости) и известных свойств магнитного поля, способ преобразования формулы (1) к максвелловской формуле для ОП ЭМС в магнитном поле (2).

Действительно, имеем

$$\vec{f} = -\text{grad}(\vec{B}\vec{H}/2) + (\vec{B}\nabla)\vec{H} = - (1/2)\{(\vec{B}\nabla)\vec{H} + \vec{B} \times \text{rot} \vec{H} + (\vec{H}\nabla)\vec{B} + \vec{H} \text{rot} \vec{B}\} + (\vec{B}\nabla)\vec{H}. \quad (\text{П-1})$$

В правой части последнего уравнения заменим векторные выражения $(\vec{H}\nabla)\vec{B}$ и $\text{rot} \vec{B}$ на приведенные ниже:

$$(\vec{H}\nabla)\vec{B} = (\vec{B}\nabla)\vec{H} - \vec{B} \text{div} \vec{H} = (\vec{B}\nabla)\vec{H} + \vec{B}(\vec{H} \text{grad} \mu)/\mu, \quad (\text{П-2})$$

$$\text{rot} \vec{B} = \text{rot}(\mu\vec{H}) = \mu \text{rot} \vec{H} + \text{grad} \mu \times \vec{H}, \quad (\text{П-3})$$

первое из которых есть следствие следующих двух векторных соотношений

$$\text{rot}[\vec{B} \times \vec{H}] = (\vec{H}\nabla)\vec{B} - (\vec{B}\nabla)\vec{H} + \vec{B} \text{div} \vec{H} - \vec{H} \text{div} \vec{B} = 0;$$

$$\text{div} \vec{B} = \text{div}(\mu\vec{H}) = \mu \text{div} \vec{H} + (\text{grad} \mu \cdot \vec{H}) = 0.$$

После подстановки в уравнение (П-1) вместо векторных выражений $(\vec{H}\nabla)\vec{B}$ и $\text{rot} \vec{B}$ адекватных им векторных выражений, соответственно из (П-2) и (П-3), получим

$$\begin{aligned} \vec{f} &= -\text{grad}(\vec{B}\vec{H}/2) + (\vec{B}\nabla)\vec{H} = - (1/2)\{(\vec{B}\nabla)\vec{H} + \vec{B} \times \vec{H} + (\vec{B}\nabla)\vec{H} + \vec{H}(\vec{H} \text{grad} \mu) + [\vec{H} \times \\ &\times \mu \text{rot} \vec{H}] + [\vec{H} \times [\text{grad} \mu \times \vec{H}]] + (\vec{B}\nabla)\vec{H}\} = \\ &= \vec{J} \times \vec{B} - (1/2) H^2 \text{grad} \mu. \end{aligned}$$

Выводы. 1. Магнитные поля индукции и напряженности любой в общем случае нелинейной магнитной системы удовлетворяют известной системе дифференциальных уравнений Максвелла, а их конкретный вид определяется соответствующими граничными и начальными условиями. Поле объемной плотности электромагнитных сил той же нелинейной магнитной системы однозначно определяется в рассматриваемый момент времени пространственными распределениями полей магнитных индукций и напряженности и никак не зависит от условий, при которых эти поля были получены. Известная формула Максвелла по определению объемной плотности электромагнитных сил распространяется по этой причине как на линейные, так и нелинейные магнитные системы.

2. Поле объемной плотности электромагнитных сил, также как и обуславливающие его магнитные поля индукции и напряженности, удовлетворяют известной системе дифференциальных уравнений Максвелла магнитного поля и может быть интерпретировано как результат взаимодействия магнитных полей индукции и напряженности с источниками магнитного поля: первичными в форме объемной плотности тока проводимости и вторичными, возникающими в ферромагнитных телах при внесении их во внешнее магнитное поле в форме фиктивных токов проводимости и фиктивных магнитных зарядов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Максвелл Дж. К. Избранные сочинения по теории электромагнитного поля. — М.: Гостехиздат, 1954. — 668 с.
2. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. — М.: Высшая школа, 1989. — 414 с.
3. Иванов-Смоленский А. В. Определение электромагнитных сил в нелинейных магнитных системах по изменению энергии магнитного поля при малом перемещении. — Электричество, 1985, № 5, с. 27—36.
4. Иванов-Смоленский А. В. Определение электромагнитных сил в нелинейной магнитной системе по натяжениям. — Электричество, 1985, № 7, с. 12—21.
5. Иванов-Смоленский А. В. Определение электромагнитных сил в нелинейной магнитной системе по их объемной плотности. — Электричество, 1985, № 9, с. 18—28.
6. Абрамкин Ю. В. Объемные силы и тензоры в магнетиках. — Электричество, 1988, № 10, с. 76—81.
7. Тамм И. Е. Основы теории электричества. Изд. 8-е. — М.: ГИТЛ, 1966. — 624 с.
8. Иванов-Смоленский А. В., Кузнецов В. А. Уравнения насыщенной синхронной машины. — В кн.: Доклады научнотехнической конференции по итогам научно-исследовательских работ. — М.: МЭИ, 1969.
9. Иванов-Смоленский А. В. О статье Е. Л. Львова «Объемные силы и тензоры в магнетиках». — Электричество, 1987, № 10, с. 35—45.
10. Френкель Я. И. Электродинамика. Ч. 1. — М.—Л.: ОНТИ, ГТИИ, 1934.
11. Иванов-Смоленский А. В., Абрамкин Ю. В., Аванесов М. А. Об определении электромагнитных сил в нелинейной магнитной системе по натяжениям. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1990, № 5, с. 44—55.
12. Аванесов М. А. Вывод формулы для натяжений в магнитном поле на основе понятия пробной оболочки. — Электричество, 1988, № 10, с. 84—87.

/18.09.97/

Использование короны для талькирования изоляции проводов и кабельных жил

ЛЕХОМО З.

Польша

Введение. Тальковый порошок, накладываемый в процессе изготовления кабелей и проводов на поверхность изоляции их жил, предохраняет от прилипания к ней оболочки из термопластического материала, размещаемой на изолированной жиле или проводе. Покрывание поверхности резины тальковым порошком позволяет наматывать на барабан провод в оболочке из невулканизированной резины. На кабельных заводах Польши до сих пор применяется метод механического покрытия тальком поверхности изоляции провода. Толщина слоя талька, накладываемого этим методом, обычно неодинакова, а небольшая адгезия покрытия бывает причиной загрязнения среды. Целью описываемых в данной статье исследований была оценка пригодности в кабельной промышленности установок, предназначенных до крашения электростатическим методом (порошковыми красками) предметов, изготовленных из материалов, проводящих электрический ток.

Расчет потенциала на поверхности изоляции талькированного провода. Принято, что необходимое количество частиц талька m диаметром a на элементе ΔS поверхности изоляции равно

$$m = \Delta S / a^2. \quad (1)$$

Если одна частица порошка несет электрический заряд q , то суммарный электрический заряд m частиц порошка на элементе ΔS будет

$$Q = mq. \quad (2)$$

Или, учитывая (1),

$$Q = \frac{\Delta S}{a^2} q. \quad (3)$$

Приращение напряжения между талькированной поверхностью изоляции и заземленным проводником, вызванное осевшим порошком, равно

$$U_c = Q / C_s, \quad (4)$$

где C_s — электрическая емкость элемента ΔS относительно проводника.

Поверхность изоляции круглых проводников имеет обычно цилиндрическую форму. При расчетах принято упрощенно, что электрическая емкость поверхности элемента ΔS по отношению к проводнику равна

$$C_s = \epsilon_i \epsilon_0 \frac{\Delta S}{g}, \quad (5)$$

где g — толщина слоя изоляции; ϵ_i — относительная проницаемость изоляции; $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} \cdot \text{м}^{-1}$.

Подставляя (3) и (5) в (4), получим

$$U_c = \frac{qg}{a^2 \epsilon_i \epsilon_0}. \quad (6)$$

Как правило, диаметр частиц талька составляет $1 \leq a \leq 10 \text{ мкм}$ [1]. Принимая в расчетах диаметр $a = 10 \text{ мкм}$, относительную проницаемость талька $\epsilon_i = 4$ [1] и напряженность электростатического поля, в котором происходит зарядка частиц, $E = 2 \cdot 10^3 \text{ В} \cdot \text{см}^{-1}$, определим по формуле Пау-эртнера [1], т. е.

$$q = \frac{3\epsilon_i}{\epsilon_i + 2} \frac{a^2}{4} E, \quad (7)$$

максимальный заряд частицы порошка талька $q = 1,1 \cdot 10^{-15} \text{ Кл}$. Для провода с изоляцией на номинальное напряжение 750 В, изготовленной из поливинилхлорида с относительной проницаемостью $\epsilon_i = 2$ и при толщине слоя $g = 10^{-3} \text{ м}$, получим по формуле (6) $U_c = 620 \text{ В}$. Расчеты для разных материалов и различной толщины применяемой изоляции, рассчитанной на низкое напряжение, показали, что U_c не превышает обычно 1,5 кВ.

Такие расчеты были проведены для удельной проводимости изоляционного материала $\gamma = 0$. Реальная проводимость изоляционного материала $\gamma = 1/\rho > 0$. Оценим вклад проводимости в напряжение U между проводником и поверхностью изоляции в виде активной составляющей напряжения U_R . Соответствующие расчеты проведем, пользуясь упрощенной формулой

$$U_R = I_{sr} \rho \frac{g}{\Delta S}, \quad (8)$$

где I_{sr} — сквозной ток через элемент изоляции с поверхностью ΔS .

Элемент ΔS проходит через зону струи талька длиной l . Если при этом скорость движения талькированного провода равна v , то плотное покрытие порошком элемента ΔS происходит за промежуток времени

$$\Delta t = l / v. \quad (9)$$

Электрический заряд, образующийся на частицах порошка, необходимых для плотного покрытия элемента ΔS , определяется по формуле (3). Однако на элементе ΔS образуется также добавочный электрический заряд Q_b , перенесенный ионами газа. Следовательно, средний ток через элемент ΔS равен

$$I_{sr} = q \frac{\Delta S}{a^2 \Delta t} + \frac{Q_b}{\Delta t}, \quad (10)$$

т. е.

$$I_{sr} > q \frac{\Delta S}{a^2 \Delta t}. \quad (11)$$

Отсюда, учитывая (9) и (8),

$$U_R > \rho \frac{qgv}{a^2 l} \quad (12)$$

Расчеты, проведенные по формуле (12) для материалов, применяемых в качестве низковольтной изоляции, и характерных значений толщины, показали, что U_R превышает заданное напряжение этой изоляции. Так, например, в установке талькирования проводов при $v = 0,5 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$, $l = 0,2 \text{ м}$, $a = 10 \text{ мкм}$, $q = 1,1 \cdot 10^{-15} \text{ Кл}$ для изоляции провода на номинальное напряжение 750 В, изготовленной из поливинилхлорида толщиной $g = 10^{-3} \text{ м}$, с удельным сопротивлением $\rho = 10^{10} \text{ Ом} \cdot \text{м}$, падение напряжения $U_R > 27,5 \text{ кВ}$. Сравнивая U_C и U_R , рассчитанные по формулам (6) и (12) для определенных изделий, можно сделать вывод о том, что на ограничение электрического потенциала поверхности изоляции провода главным образом влияет емкость C_0 или диэлектрическая проницаемость изоляционного материала.

Порошковые pulverизаторы. Метод электростатического нанесения порошковых красок на поверхности материалов, проводящих электрический ток, известен свыше 20 лет [2]. Основной частью применяемых для этого устройств является pulverизатор (распылитель). С его помощью на крашеную поверхность направляется струя смеси порошка и воздуха. Используемые в настоящее время pulverизаторы можно (с точки зрения положения зоны электрической зарядки порошка) разделить на две группы, в которых:

электрическая зарядка частиц порошка происходит вне pulverизатора, а именно в электрическом поле между коронирующим острием, расположенным в передней части pulverизатора, и заземленным предметом, предназначенным для окраски; электрическая зарядка частиц порошка происходит между электродами, расположенными внутри pulverизатора, причем электрод с малым радиусом кривизны внутри pulverизатора заземлен.

Ионы газа со знаком, противоположным знаку заземленного электрода, в дальнейшем будем называть полезными ионами. Процессы, происходящие в зоне короны, т. е. в зоне, где коэффициент электронной ионизации $\alpha > 0$ [3], являются главным источником полезных ионов. Следует заметить, что в pulverизаторах первой группы направление движения полезных ионов и направление движения частиц порошка в струе воздуха одинаковы. В pulverизаторах второй группы эти направления внутри сопла противоположны. Характерной особенностью pulverизаторов первой группы является то, что большая часть неиспользованных полезных ионов, т. е. ионов, которые не передали электрический заряд частицам порошка, стремится к окрашиваемой поверхности. В pulverизаторах же второй группы большинство неиспользованных полезных ионов не удаляется из выхода сопла, но стремится к заземленному электроду, находящемуся в глубине сопла внутри

пульверизатора. Неиспользованные полезные ионы, попадающие на частицы порошка, осаждаемые на заземленном электроде, увеличивают силы, удерживающие эти частицы на электроде [1]. В случае применения электростатического pulverизатора для нанесения талька на изоляцию проводов неиспользованные полезные ионы, достигающие поверхности изоляции, значительно увеличивают напряжение U между этой поверхностью и заземленным проводником. Это обусловлено значительно более высокой подвижностью ионов по сравнению с подвижностью заряженных частиц порошка. В силу этого можно предполагать, что в случае применения, с целью талькирования изоляции проводов, pulverизаторов второй группы значение напряжения U будет ограничено. Это, возможно, позволит получить достаточно низкое значение U . С целью проверки последнего предположения были изготовлены 2 модели pulverизаторов: модель А, соответствующая pulverизатору первой группы, и модель В — второй группы. Обе модели были применены при талькировании поверхности изоляции медного провода с жилой сечением $2,5 \text{ мм}^2$, в изоляции из поливинилхлорида на номинальное напряжение 750 В. Модель А показана на рисунке. Устье 2 металлического сопла 1 направлено на поверхность талькированного провода 3, перематываемого со скоростью $v = 0,3 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$ на расстоянии около 0,2 м от коронирующего острия 4. Проводник (проводящая жила) талькированного провода заземлен. Из устья 2 поступала струя смеси воздуха и талькового порошка, интенсивность подачи составляла около 3 кг талька в час. Сопло 1, а также закрепленное у его устья 2 коронирующее острие 4 соединены с зажимом генератора 5 (напряжение U_m по отношению к земле). Устройство 8, изготавливающее смесь талька и воздуха [4], соединено с соплом 1 полиэтиленовой трубкой 9. Электрическая зарядка порошка за счет короны на острие 4 происходила так же, как в pulverизаторе первой группы — вне сопла 1. Талькирование изоляции такого же провода было повторено с помощью модели В. В этой модели электрическая зарядка порошка происходила внутри сопла, изготовленного из изоляционного материала. В течение экспери-

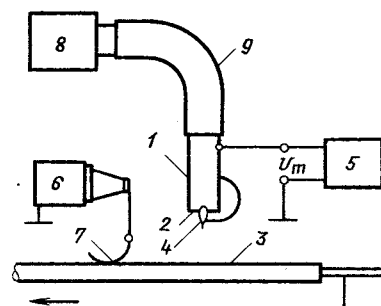


Схема талькирования изоляции провода с использованием физической модели А pulverизатора: 1 — сопло; 2 — устье сопла; 3 — поверхность талькированной изоляции; 4 — коронирующее острие; 5 — генератор постоянного напряжения; 6 — электростатический вольтметр со скользящим контактом; 7; 8 — генератор смеси талька и воздуха с полиэтиленовой трубкой 9

ментов с моделями *A* и *B* велось наблюдение за показаниями электростатического вольтметра 6 типа 0196. Высоковольтный зажим вольтметра был соединен с поверхностью изоляции провода с помощью скользящего металлического контакта, закрепленного на легком эластичном элементе 7. Форма контактного элемента 7 была подобрана таким образом, чтобы на нем коронный разряд при напряжениях $U \leq 20$ кВ не происходил. Была принята следующая система оценки качества (плотности) покрытия тальком поверхности изоляции первоначально черного цвета: числом 0 обозначалась черная (совсем не покрытая тальком) поверхность; числами 33 и 67 — поверхности, покрытые тальком на 33 % и 67 %; числом 100 — поверхность, полностью (на 100 %) покрытая тальком и оцениваемая визуально как белая. В результате лабораторных экспериментов с моделью *A* без напряжения ($U_m = 0$) для элементов поверхности изоляции со стороны устья сопла (около 1/3 окружности провода) была получена плотность покрытия $0 < S < 33$. Для остальной части поверхности — плотность покрытия $S = 0$ при показаниях вольтметра $0 \leq U_{cl} < 1$ кВ. После установления на коронирующем острие 4 напряжения $U_m = 50$ кВ плотность покрытия на 1/3 окружности провода со стороны устья сопла достигла 33. На остальной части поверхности изоляции $0 \leq S \leq 33$ при показаниях вольтметра $10 \leq U_{cl} \leq 13$ кВ. В результате лабораторных экспериментов с моделью *B* при напряжении $U_m = 50$ кВ 1/3 окружности талькированного провода со стороны устья сопла и 1/3 противоположной части окружности провода были покрыты тальком в степени $33 < S \leq 67$. Плотность покрытия остальной части поверхности достигла 33 при показании вольтметра $U_{cl} < 2$ кВ.

Напряжения, зарегистрированные вольтметром 6 во время испытаний с моделями пульверизаторов, были выше напряжения, рассчитанного по формуле (6) для материалов, применяемых при изготовлении проводов с низковольтной изоляцией. Этот факт можно объяснить тем, что во время испытаний поверхность изоляции дополнительно заряжалась полезными ионами газа. Влияние этих ионов на потенциал поверхности изоляции

было заметно особенно во время испытаний с моделью *A*.

Лабораторные эксперименты с моделями подтвердили, что, применяя пульверизатор с внутренней зоной зарядки порошка, можно ожидать лучшей эффективности талькирования. Поэтому такой пульверизатор был использован в промышленных экспериментах, проведенных на технологической линии Быдгошского кабельного завода.

Промышленные эксперименты. Талькированию были подвергнуты шнур, скрученный из трех жил, в резиновой изоляции на номинальное напряжение 750 В, а также оболочка с невулканизированной резиной (сухая и охлажденная до температуры около 293 К), наложенная на этот шнур. Применялся серийный пульверизатор, изготовленный в институте точной механики (Варшава) и предназначенный для порошковой окраски. Смесь талька и воздуха приготавливалась в генераторе, сконструированном в соответствии с [4]. Полученная на изоляции шнура и резиновой оболочке плотность покрытия $33 < S \leq 67$ была оценена заводскими технологами как вполне удовлетворительная.

Выводы. 1. Проведенные исследования и эксперименты показали, что в установках, предназначенных для нанесения талька на поверхности изоляции проводов, можно эффективно применять электростатические пульверизаторы для порошкового окрашивания; однако это должны быть пульверизаторы второй группы, т. е. пульверизаторы с внутренней зарядкой частиц порошка.

2. Использование пульверизатора, изготовленного в Институте точной механики (Варшава), дало результаты, удовлетворяющие требованиям кабельной промышленности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Lutynski J. Elektrostatyczne odpylanie gazow. — Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1965.
2. Ajdukiewicz M. Nowoczesne metody malowania. — Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1977.
3. Szpor S. Wytrzymałosc elektryczna i technika izolacyjna. — Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1959.
4. Lechoto Z. Sposob i urzadzenie do wytwarzania mieszaniny proszku i powietrza. — Zgłoszenie patentowe nr P-264929 do Urzedu, Patentowego PRL.

[04.04.91]

Эвристические методы в преподавании теоретической электротехники¹

ПИЩИКОВ В. И., доктор техн. наук

МЭИ

В настоящее время в высшей технической школе сложилась система обучения по своей сути информационного характера, которая долгие годы выполняла функции массовой подготовки инженеров. Подобная система сосредоточена не на организации самого процесса обучения, а на достижении итоговых целей, которые поддаются достаточно простому количественному измерению. Она предполагает заранее разработанный комплекс заданий, последовательное приближение к поставленной цели по конкретному алгоритму, детерминированную систему контроля и в виде критериев имеет конкретный и ограниченный объем тех знаний, которыми должен овладеть обучаемый. Эта система не ориентирована в своей основе на развитие творческих способностей обучаемого и не позволяет в должной степени организовать индивидуализацию обучения.

Подобное положение сложилось по причине существования основной целевой функции высшего образования — подготовки специалистов для удовлетворения нужд народного хозяйства. Как правило, не более 15 % выпускников вузов распределялись в научные учреждения, где лишь после длительной стажировки могли реализовать свои творческие способности. В отношении большей части выпускников промышленность не предъявляла к ним претензии творческого характера, тем самым по сути отсутствовала обратная связь, т. е. воздействие творческого подхода инженеров на совершенствование производства. Этот порочный круг может и должен быть разорван, тем более что сейчас возникают для этого объективные причины.

В последнее время резко меняется социальная и экономическая структура как образования, так и производства. В качестве основных критериев выступают, с одной стороны, востребованность субъекта обучения — студента, который не только потребляет знания, но и оказывает собственное воздействие на характер, полноту этих знаний осуществляя выбор с позиций будущей профессиональной пригодности и нахождения места в сфере научного и технического функционирования. С другой стороны, предприятия и научные учреждения, не нуждаясь в большом количестве инженеров, производят жесткий выбор тех выпускников, которые потенциально смогут обеспечить конкретному предприятию или научному учреждению высокую конкурентоспособность своей продукции на союзном и международном рынках товаров и идей, которые в условиях рыночной экономики приобретают статус товара.

Представляется, что существует ряд причин, которые могут несколько замедлить развитие технической высшей школы в требуемом направлении. Главные из них:

фактическое отсутствие современных методик, опирающихся на широкое использование вычисли-

тельных средств и позволяющих организовать среду обучения, которая развивает творческое отношение обучаемого к приобретению знаний;

недостаточное количество преподавателей, имеющих высокий творческий потенциал и обладающих умением и желанием изменить существующую ситуацию;

малая обеспеченность высших учебных заведений вычислительными средствами и низкая, а иногда и просто отсутствующая, компьютерная грамотность абитуриентов.

Целевая функция обучения начинает сдавать свои бихевиористические позиции и пока робко, но приближается к когнитивистским, имеющим в основе не овладение обучающимися суммой знаний, а умением приобретать знания, систематизировать, делать выбор эффективных путей их применения и внутреннего развития. Как совершенно правильно отмечает Эдмунт Кинг: «Можно говорить о подлинном образовании только тогда, когда учащийся оценивает и принимает предлагаемую ему систему обучения, идентифицирует себя с ней, вникает в нее и надеется на возможный результат» [1]. Более конкретно об этом пишут Дейв Сьюэлл и Дейвид Ротерей, отмечающие, что «при когнитивистском подходе к обучению обучаемые воспринимаются как активные участники учебного процесса, конструирующие собственные мыслительные схемы, а не просто как пассивные получатели информации» [2].

В качестве информационной основы предполагаемых перемен в системе обучения можно рассматривать достаточно бурное внедрение вычислительных средств в учебный процесс, что особенно характерно для последних лет. Большинство современных педагогов и исследователей оценивает потенциал компьютера как инструмента мышления и учебного средства, позволяющего обеспечить качественные перемены в структуре, содержании и процессе обучения.

Особого внимания заслуживает решение Парижского конгресса, в котором декларируется: «после обсуждения применения компьютеров и других информационных технологий в образовании, выражаем наше твердое убеждение в том, что информатика призвана стать действенным инструментом повышения внутренней и внешней эффективности систем образования... Мы признаем многообразное значение новых информационных технологий — не только как педагогического инструмента, но и как нового подхода и новой культуры, обеспечивающих эффективное взаимодействие в процессе обучения, управления потоками информации и ускоренного развития общества» [3].

Эффективность использования компьютеров в учебном процессе зависит, как уже отмечалось, от наличия прогрессивных методик, которые могут

¹ В порядке обсуждения.

явиться основой для разработки совершенного программного обеспечения, а также компьютеров высокого уровня типа PC/AT.

Обеспеченность вузов нашей страны компьютерами высокого уровня необычайно низка. Высокая их стоимость является для многих вузов препятствием для организации дисплейных классов. К примеру, в Японии, Швеции и ряде штатов США оснащенность компьютерами учащихся составляет 1:18. Во многих промышленных странах это отношение несколько больше — 1:40. В американских школах насчитывается около двух миллионов компьютеров, что представляет собой самый высокий в мире показатель насыщенности классов компьютерами. Интересно отметить, что в фирмах США насчитывается около 18 млн. компьютеров, в Великобритании один персональный компьютер приходится на 3-х служащих, а в ряде фирм это соотношение составляет один к одному.

Очевидно, что положение с насыщенностью компьютеров школ и вузов тесно связано с их количеством в фирмах и государственных заведениях, с их эффективностью использования в народном хозяйстве. Последние правительственные указы демонстрируют понимание этой проблемы и вселяют надежду на кардинальное изменение положения с вычислительными средствами в высших технических учебных заведениях.

Наиболее сложным является проблема включения компьютеров в учебный процесс, нахождение их роли и места, а также распределение функций между вычислительными средствами и преподавателем. Существуют различные мнения, порой взаимоисключающие друг друга и представляющие крайние позиции. Наиболее распространенное — так называемое консервативное, утверждающее, что применение компьютеров не должно нарушать установившиеся годами методики преподавания, а лишь дополнять их, беря на себя рутинный контроль за успеваемостью и функции тренажера, организующего выполнение тренировочных упражнений, легко вписываемых в учебную практику. Другая крайняя позиция заключается в фетишизации роли компьютеров и желании передать ему основные функции обучения, контроля, управления учебным процессом, исключив из этого круга преподавателя.

Как всегда крайние суждения несут в себе лишь долю истины, хотя со многими частностями можно согласиться.

Наиболее достоверно определил роль компьютеров Тибор Вамаш, отметив, что «компьютеры являются революционным инструментом, но они должны служить высшим человеческим ценностям, а не править ими. Это тем более касается сферы образования как средства передачи фундаментальных принципов» [4].

Предостерегающе звучат слова Бетти Коллис о том, что «безусловно, новая технология побудит преподавателя расширить диапазон своих знаний и умений и предоставит в его распоряжение больше возможностей для творчества, но в целом важные элементы педагогического мастерства планирование, оценка, подкрепление, мотивирование, ин-

терпретация, взаимодействие, внимательное отношение к учащимся — сохраняют свою значимость» [5].

Существует множество подходов к организации взаимодействия между компьютером и обучающимся, которые преследуют единые цели совершенствования учебного процесса, но значительно отличаются по своим дидактическим принципам.

Грубая классификация этих подходов укладывается в две непротиворечивые и дополняющие друг друга группы.

К первой нужно отнести собственно обучающие и тренировочные программы, которые включают в себя: управляющие программы, выполняющие традиционную роль преподавателя; обучающие, направленные на освоение нового материала на базе уже изученного; диагностические, оценивающие качество усвоения материала и ведущие статистический учет успеваемости; тренировочные, позволяющие обучающему повторить и закрепить пройденный учебный материал.

Эти программы, хотя и требуют достаточной квалификации составителей, но в основном базируются на традиционных методах обучения.

Вторая группа объединяет программы интеллектуального свойства, которые характерны только для новой учебной технологии с использованием компьютеров высокого уровня. К ним можно отнести базы данных, в которых может быть заложена информация и востребована обучающимся в зависимости от поставленной перед ним задачи; имитационные, с большими возможностями исследования задач с неполными данными; моделирующие, предоставляющие возможность обучающему воспроизвести адекватную модель изучаемого физического объекта и провести цикл исследований с целенаправленной программой, эвристические или учебно-исследовательские, в основе которых учебный процесс рассматривается как процесс научного познания. Отличие лишь в том, что цель научного познания — «открытие для других», а цель обучения — «открытие для себя».

На рынке ряда стран, включая и нашу, представлено значительное количество компьютерных программ, причем большинство их предназначено для формирования или контроля элементарных знаний на основе простейших традиционных заданий. Лишь 10—20 % программ рассчитано на обучение более сложным мыслительным процессом. Часть разработанных программ, стремясь к полноте компьютерного отображения конкретного курса, включают темы, которые было бы целесообразно изучить традиционным способом с преподавателем. Сложность разработки программ высокого уровня обуславливается достаточно тривиальными причинами, касающимися в первую очередь отсутствия должного финансирования, так как современные программы требуют участия программистов высочайшего класса. Например, в настоящее время в Великобритании разработка одночасовой компьютерной программы обходится в 20 тыс. ф. ст. или более 30 тыс. долл. Не менее важным фактором является отсутствие

широкого коммерческого рынка программ, специализированных для целей обучения.

Хотя еще рано предупреждать об опасности технократических тенденций и их последствий, но при рассмотрении столь серьезных вопросов компьютеризации образования необходимо указать на некоторые возможные тенденции:

1. Потеря традиционных человеческих культурных ценностей вследствие ориентации на технизацию обучения.

2. Унификация образования и возможность ослабления межличностных контактов.

3. Единообразие мышления в результате использования унифицированной технологии.

В обращении Парижского конгресса прекрасно сказано, что «ситуации, в которых компьютер с успехом заменяет учителя, немногочисленны, ибо мозг последнего значительно мощнее, более того, чуткость и интуиция учителя не имеют электронных аналогов» [3]. Очевидно, что успех ожидает именно тех, кто умело сочетает свой педагогический опыт с новой технологией, позволяющей преподавателю в полной мере раскрыть свои богатейшие творческие возможности.

Одним из спорных моментов до сих пор является вопрос о сочетании полноты компьютерных программ с методическими пособиями. Многие авторы придерживаются мнения, что полнота компьютерной программы определяется объемом вложенного в нее текстового материала, практических заданий, комментариев и других материалов, которые образуют как бы замкнутое учебное пространство, исключающее необходимость обращения к учебнику и учебным пособиям. С этими мнениями нельзя согласиться. Еще в 1985 г. Лерон приходит к выводу, что «хорошее методическое пособие, как ни странно, не подавляет, а скорее стимулирует самостоятельность обучающихся. При правильном использовании оно становится частью среды, с которой оно взаимодействует, обеспечивая им большую возможность достижения поставленных целей без помощи преподавателя» [6].

Пьер Дюге через несколько лет продолжает эту тему, отмечая, что «компьютер, вместо того, чтобы оставаться одним из видов педагогической технологии, должен стать фактором качественных перемен в образовании, способствуя развитию стратегий обучения, ориентированных на обучающихся». Он утверждает, что «все учебники будут выходить с комплектом дискет или микросхем ПЗУ, содержащих множество примеров, упражнений, заданий на имитационное моделирование, соответствующие базы данных, программы, обеспечивающие интерактивное изучение понятий и экспериментальную проверку гипотез, причем весь этот материал планируется структурировать в соответствии с педагогической стратегией, дополняющей учебник». Таким образом следует «наилучшим образом подготовить систему образования к предстоящим неизбежным переменам» [7].

Нам кажется, что создание не учебников, а учебных пособий компьютерной направленности с комплектом дискет может оказаться принципно-

ально новым шагом в организации учебной среды и дать новый импульс развитию современных методик, совмещающих лучшие достижения традиционного опыта с неограниченными возможностями, предоставляемыми новой технологией обучения.

Одним из обсуждаемых вопросов является определение уровня отношения к компьютеру как к объекту изучения и как к объекту информационной технологии обучения, как к средству обучения, которое может оказать глубокое воздействие на способ усвоения знаний, а также, что очень существенно, на содержание обучения.

Если обучение основам информатики, архитектуре компьютеров и компьютерной грамотности не оказывает влияние на методы обучения, которые могут оставаться традиционными, то использование информационных технологий как интегрированных средств обучения в своей основе модернизирует и глубоко реформирует систему образования. Попытка совмещения изучения этих разнородных объектов в одной предметной области не может быть удовлетворительной, так как с одной стороны, это может внести элементы дилетантизма в разработку программного обеспечения для данной конкретной специальности, а с другой — современные программы не будут обеспечены методическими заданиями, в которых отразился бы опыт профессионалов в данной конкретной области знаний.

До сих пор мы рассматривали все вопросы, которые не связаны с определенной предметной областью и являются достаточно общими, имеющими методологический характер.

В недавней публикации П. В. Ермуратского и А. В. Нетушила, в которой обсуждаются вопросы определения места и роли вычислительных средств в преподавании физико-математических дисциплин, совершенно правомерно ставятся вопросы о том, как изменится существо каждой из дисциплин с появлением вычислительной техники и какова эффективность применения этой техники в различных дисциплинах. Являясь специалистами в области теоретической электротехники, мы хотели бы сосредоточить последующее изложение материала применительно к указанной специальности.

В разработке эвристических подходов к процессу обучения мы исходим из когнитивистской (познавательной) концепции, в основе которой заложен один из основных принципов познавательной деятельности — ориентация не на результат, а на процесс обучения, использования внутренней присущей каждому индивидууму способности быть субъектом процесса учения и построения знаний, на признании того факта, что обучающийся способен научиться тому «как учиться».

Согласно Пиаже (1976 г.) истинным можно назвать лишь познание, основанное на самостоятельном открытии.

Разрабатываемая эвристическая методика и ее программная реализация в некоторых основных положениях коррелируется с так называемыми программами типа «микромир», похожими на

имитационно-моделирующие, однако не отображающие реальность. В идеале — это воображаемая учебная среда, создаваемая при участии преподавателя, основанная на извлечении знаний человека с помощью искусственно построенных (наводящих) вопросов и ориентированная на формирование рациональных приемов познавательной деятельности человека и развитие его творческих способностей.

Особенно актуальны отмеченные проблемы для курса «Теоретические основы электротехники», который, будучи связующим звеном между фундаментальными дисциплинами более раннего цикла (физики, математики) и специальными предметами, является в то же время базовым предметом фундаментального образования инженеров электротехнического профиля и имеет собственные специфические функции по развитию культуры электротехнического мышления и обобщенного подхода к анализу физических явлений.

Наиболее сложной и пока мало изученной является проблема разработки предметного материала в рамках эвристической методики и ее программной реализации на ЭВМ. В качестве основных критериев при составлении компьютерных заданий были выбраны следующие положения методологического характера: обучать не столько методам, сколько применению методов к анализу процессов и явлений; использовать ЭВМ для моделирования процессов и применять аналитические и численные методы для анализа, доказательства истинности и объяснения процессов, отражающих физические явления; разрабатывать задания таким образом, чтобы наиболее характерно проявились те процессы и явления, которые должны стать предметом анализа; расширять и пересматривать привычные объем и содержание курса теоретических основ электротехники, делая акцент на выявление основных фундаментальных законов, понятий, процессов, привлекая при необходимости новый математический аппарат.

Предлагаемые студентам компьютерные задания должны преследовать комплекс целей, ориентированных на самостоятельность студента в достижении результатов, заранее предусмотренных преподавателем или возникающих спонтанно; умение студента правильно определить условие проведения компьютерного эксперимента, учтя особенности поставленной перед ним задачи, выбрать наиболее эффективный путь достижения цели, теоретически обосновать полученные результаты исследования, активно использовать приобретенные знания, иметь потребность в творческом осмыслении как самого процесса исследования, так и его результатов, получить новые знания, базирующиеся на ранее приобретенных, и, что не менее важно, ощутить удовлетворение от общения с новыми учебными технологиями. Фактически, обратившись к компьютеру, студент решает триединую проблему, характерную для любого научного исследования, заключающуюся в постановке задачи, проведении исследования и анализе результатов исследования или эксперимента. Тем самым методология организации работы студента

с компьютером моделирует основные методологические особенности научного исследования.

Естественно, что если рассматривать использование компьютеров не в качестве дополнения к традиционным методам обучения, а как неотъемлемую часть учебного процесса, то необходимо подвергнуть переоценке и такие традиционные формы, как лекции, практические занятия, лабораторный практикум, дополнительные расчетные задания и др. В зависимости от уровня и направленности компьютерных заданий работа студента на компьютере может быть адекватна проведению практических занятий, лабораторного практикума или выполнению типовых расчетных заданий. Многофункциональность использования компьютера в учебном процессе позволяет организовать гибкую учебную среду, значительно более эффективную, чем обычное детерминированное расписание, регламентирующее определенные виды учебной деятельности.

Наибольший интерес представляет трансформация лекционного курса, который приобретает значительно большую свободу, освобождаясь от необходимости дублирования учебников и учебных пособий. Возникает не только реальная перспектива, но и потребность создания проблемного курса лекций, обобщающих теоретическое обоснование полученных знаний, дающих углубленный анализ общих закономерностей, теорем, методов расчета и др. В предлагаемой и осуществляемой на протяжении нескольких лет системе обучения лекции рассматриваются как заключительное звено передачи и систематизации знаний, полученных и усвоенных студентами в результате самостоятельной творческой деятельности и в процессе обсуждения на теоретических семинарах, что предоставляет возможность преподавателю строить лекции не как информационные, а как проблемные.

При интенсивном способе применения компьютеров в учебном процессе роль преподавателя, как это не звучит парадоксально, не только не умалется, но и значительно усложняется. Это связано, в первую очередь, с составлением большого пакета методических материалов, обеспечивающих целенаправленную деятельность студентов, и необходимостью находиться в постоянной готовности понять и оценить результаты исследований, проводимых студентами, когда они выходят за пределы привычных ситуаций.

Бесспорно, нетривиальность и нетрадиционность таких ситуаций значительно усложняет работу преподавателя, но вместе с тем, это является мощным стимулом повышения его профессиональной квалификации и возрождения остроты восприятия сложных и неочевидных на первый взгляд коллизий.

Для реализации основных положений эвристического метода обучения разработан программный комплекс применительно к персональным компьютерам РС/АТ и совместимыми с ними. Этот комплекс является законченным программным продуктом, ориентированным на исследование линейных электрических цепей. Последующая

работа будет посвящена разработке программных средств, ориентированных на исследование нелинейных электрических цепей в стационарном и переходном режимах. Закладывают эту работу программы, предназначенные для расчета электрических и магнитных полей в телах симметричной и несимметричной конфигурации, причем в последнем случае предполагается использовать современные модификации методов конечных и граничных элементов.

Программный комплекс предназначен для проведения исследований электрических линейных цепей при воздействии постоянных, синусоидальных и несинусоидальных периодических возмущений в установившемся режиме, а также переходных процессов в линейных электрических цепях с сосредоточенными параметрами с неуправляемыми и управляемыми ключами. Реализованы возможности анализа электрических цепей во временной, частотной областях и при изменении одного из параметров цепи: сопротивления резистора, собственной или взаимной индуктивности катушек, емкости конденсатора, частоты, амплитуды или фазы одного из источников.

В качестве расчетного метода цепей в установившемся режиме используется метод узловых потенциалов. Для расчета переходного процесса применен аналитический метод, основанный на определении собственных значений и векторов матрицы A метода переменных состояния. Получение результатов расчета переходных процессов в аналитической форме представляет большую методическую ценность, так как позволяет осуществлять анализ процесса в зависимости от значений параметров цепи, что было бы затруднительно при использовании численных методов. Ввод информации осуществляется как символично, так и топологически. Результаты исследования проецируются на экран дисплея. Предусмотрена возможность их вывода на принтер, что дает возможность студенту, получив распечатки, осуществлять домашний анализ результатов исследований.

Вывод результатов расчетов организован достаточно оригинально — в виде «показаний приборов». С этой целью в программном комплексе реализованы «измерительные приборы», представляющие собой имитацию реальных приборов (амперметров, вольтметров, ваттметров, фазометров, осциллографов и др.), а также «приборы», являющиеся математическими аналогами гипотетических приборов (например, приборы, отображающие комплексные или аналитические функции токов и напряжений, передаточные функции, системные функции сопротивлений и проводимо-

стей, динамическое перемещение полюсов и нулей системных функций электрических цепей и многие др.).

Необходимо отметить, что при разработке программного комплекса особое внимание было уделено его универсальности, ориентации на пользователя, не имеющего вычислительной подготовки, простоте пользования и удобному сервису, включающему семантический и синтаксический контроль действий пользователя, многооконное представление графической информации с возможностью отображения любой графической информации на полный размер экрана дисплея.

Многолетний опыт преподавания на кафедре теоретических основ электротехники Московского энергетического института позволяет сделать вывод, что эвристические методы, опирающиеся на современные программные средства, являются перспективными и заслуживают внимания преподавательских коллективов.

И в заключение хочется привести высказывание австрийского художника Фриденсрайха Хундертвассера, которое имеет непосредственное отношение ко всему изложенному: «Неграмотность — это не неумение читать или писать, а неумение творить».

Автор приносит большую благодарность научному сотруднику Голубеву П. И., осуществившему программную реализацию методики на персональных компьютерах РС/АТ (МЭИ), преподавателю Таджибаеву Курбанбеку (Ош, Кыргызстан) и аспиранту Эдрис М. Азми (Сирия) за участие в разработке методики и ее практической реализации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кинг Э. Образование и компьютеры. — Перспективы, 1989, № 1.
2. Сьюэлл Д., Ротерей Д. Основные направления применения ЭВМ. — Перспективы, 1989, № 3.
3. Декларация участников Парижского конгресса 1989 года. Новые информационные технологии в образовании. — Перспективы, 1991, № 2.
4. Вамош Т. Приоритет человеческого фактора. — Перспективы, 1988, № 3.
5. Коллис Б. Информационные технологии — источник новых учебных ситуаций. — Перспективы, 1991, № 2.
6. Leroy U. Logo today: vision and reality. — The Computing Teacher, February 1985.
7. Дюге П. Компьютеры в школе: международное значение национальных стратегий. — Перспективы, 1991, № 2.
8. Ермуратский П. В., Негушил А. В. Междисциплинарные связи электротехнических дисциплин с курсом физики. — В сб.: Механика и электродинамика сплошных сред. — М.: МГУ, 1990.

[31.10.91]

Симметрирование неполнофазной электропередачи 500 кВ

ПОПОВ В. А., канд. техн. наук, ЛОСЕВ С. Б., канд. техн. наук, КУШКОВА Е. И., инж.

В [1] были приведены результаты эксперимента для неполнофазного режима на линии 500 кВ, связывающей дефицитную энергосистему с объединением мощных энергосистем. В эксперименте было исследовано влияние различных способов симметрирования на снижение токов обратной последовательности в турбогенераторах ТЭЦ приемной энергосистемы. Одним из эффективных и простых в эксплуатации оказался способ рассогласования коэффициентов трансформации однофазных автотрансформаторов (ОАТ), установленных на приемном конце линии. Однако не была раскрыта зависимость изменения коэффициентов трансформации ОАТ по фазам от соотношения активной и реактивной составляющих передаваемой по неполнофазной линии мощности прямой последовательности [2], что и выполнено в предлагаемой статье.

Определение указанной выше зависимости показано на примере исходной схемы электропередачи (рис. 1, а), содержащей передающую В и приемную С энергосистемы, связанные высоковольтной линией электропередач, на приемном конце которой имеется группа из трех регулируемых ОАТ. В целях упрощения предполагается, что сопротивления элементов схем прямой и обратной последовательностей равны между собой (рис. 1, б). Емкостные проводимости

линий, а также цепи намагничивания автотрансформатора не учитываются. Значения фазных сопротивлений элементов схемы на рис. 2 пересчитаны из сопротивлений схем прямой и нулевой последовательностей, приведенных на рис. 1, б и в. Линия симметрична по фазам, ее сопротивление взаимной индукции между фазами вынесено в нулевой провод трехфазной схемы замещения [3]. Поэтому схемы на рис. 1, б и в полностью соответствуют схеме на рис. 2.

При подведении симметричного трехфазного номинального напряжения (напряжения прямой последовательности) к стороне ВН группы ОАТ напряжение на стороне СН будет зависеть от рассогласования их коэффициентов трансформации. Так, если принять $K_A=1,1K$; $K_B=K_C=0,9K$ (где $K=U_{CH}/U_{ВН}$ — среднее значение коэффициента трансформации ОАТ), то напряжение фазы А возрастает, а напряжения фаз В и С снизятся на $0,1U_{ном}$ на стороне СН ОАТ. Преобразовав относительные отклонения напряжений от номинального значения в симметричные составляющие, получим:

$$\begin{array}{c} \Delta \dot{U}_{A1} \\ \Delta \dot{U}_{A2} \\ \Delta \dot{U}_{A0} \end{array} = \frac{1}{3} \begin{array}{|c|c|c|} \hline 1 & a & a^2 \\ \hline 1 & a^2 & a \\ \hline 1 & 1 & 1 \\ \hline \end{array} \begin{array}{c} \Delta \dot{U}_A \\ \Delta \dot{U}_B \\ \Delta \dot{U}_C \end{array} = \frac{1}{3} \begin{array}{|c|} \hline -0,1 \\ \hline 0,2 \\ \hline 0,2 \\ \hline \end{array} \quad (1)$$

где $\Delta \dot{U}_A=0,1$; $\Delta \dot{U}_B=-0,1a^2$; $\Delta \dot{U}_C=-0,1a$ — относительные отклонения фазных напряжений от номинальных значений

Следовательно, при таком рассогласовании коэффициентов трансформации ОАТ в схемы прямой, обратной и нулевой последовательностей электропередачи (рис. 1, б и в) вводятся дополнительные источники напряжения $\Delta \dot{U}$. С точки зрения снижения токов обратной последовательности нас в первую очередь интересует источник напряжения обратной последовательности. Ориентация его вектора относительно напряжения прямой последовательности в зависимости от коэффициентов трансформации ОАТ; полученная преобразованием (1), показана на рис. 3. Видно,

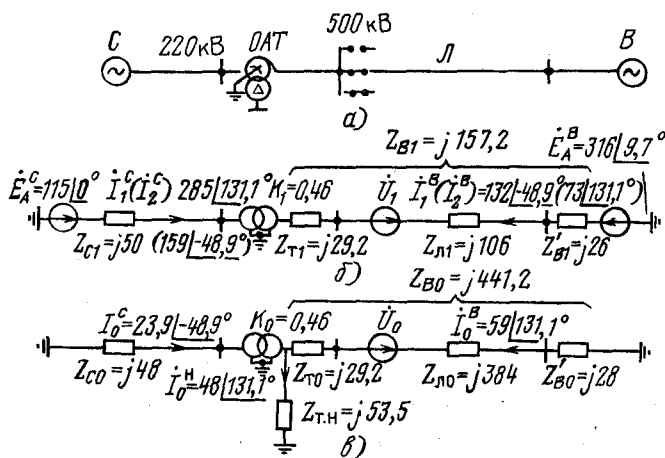


Рис. 1. Исходная схема электропередачи в неполнофазном режиме (а) и схемы замещения прямой (обратной) (б) и нулевой (в) последовательностей

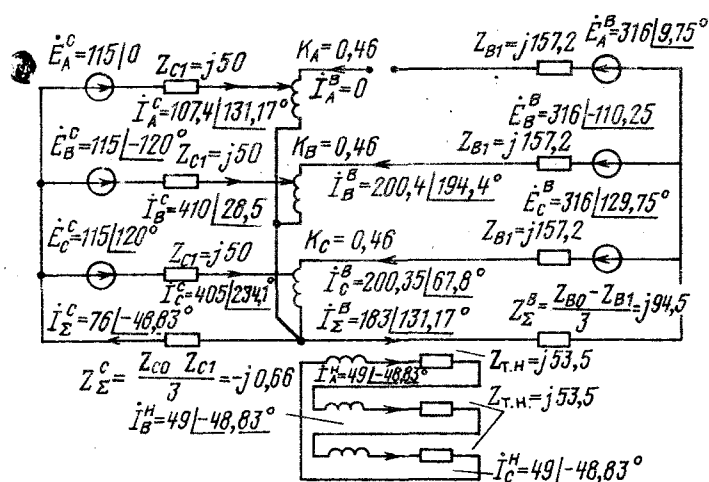


Рис. 2. Трехфазная схема замещения электропередачи в неполнофазном режиме по рис. 1, а

что при рассогласованиях коэффициентов трансформации ОАТ на $\pm 0,1$ от среднего значения K фаза вектора $\cdot \Delta \vec{U}_2$ по отношению к \vec{U}_1 изменяется ступенчато через 30° . Внутри интервала для каждого из этих углов, равного 30° , непрерывное изменение угла осуществляется изменением коэффициента трансформации одной из фаз ОАТ.

Необходимо отметить, что при неполнофазном режиме работы ЛЭП к стороне ВН ОАТ подводится не только напряжение прямой, но и напряжения обратной и нулевой последовательностей, которые, в свою очередь, вызывают появление дополнительных источников напряжения в схемах прямой, обратной и нулевой последовательностей, однако значительно меньшего, чем в случае напряжения прямой последовательности. Так, для типовой схемы передачи (рис. 1, а) расчетные значения напряжений на высокой стороне ОАТ равны:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= 277 \angle 4.8^\circ \text{ кВ}; \dot{U}_2 = -19,415 \angle 41,1^\circ \text{ кВ}; \\ \dot{U}_0 &= -4,227 \angle 41,1^\circ \text{ кВ}.\end{aligned}$$

На рис. 1 и 2 приведены результаты расчета при одинаковых значениях коэффициентов трансформации соответственно в симметричных и фазных составляющих. В последнем случае использован метод, рассмотренный в приложении (см. [4]). Преобразовав фазные величины в симметричные составляющие или наоборот, можно убедиться в совпадении результатов расчета обоими методами. Метод расчета в фазных величинах наиболее просто учитывает различие фазных коэффициентов трансформации в группе ОАТ.

В табл. 1 и 2 приведены результаты расчета трехфазной схемы на рис. 2, пересчитанные в симметричные составляющие, при различных значениях коэффициентов трансформации ОАТ. Из табл. 1 видно, что при передаче активной мощности ($S=408 \text{ МВ} \cdot \text{А}$, угол полной мощности $\varphi = \arctg \frac{Q}{P} = 1^\circ$), замеренной на приемном

K_A/K	K_B/K	K_C/K	I_1^C	I_2^C	I_2^C/I_1^C	I_1^B	I_2^B	I_2^B/I_1^B
1,0	1,0	1,0	935	516	0,55	486	274	0,56
1,1	0,9	0,9	943	530	0,56	407	211	0,52
0,9	1,1	1,1	930	504	0,542	460	266	0,58
0,9	1,1	0,9	922	451	0,49	429	211	0,49
1,1	0,9	1,1	903	579	0,61	438	259	0,59
0,9	0,9	1,1	972	555	0,57	441	262	0,59
1,1	1,1	0,9	902	474	0,53	420	211	0,503
1,0	0,9	1,1	956	567	0,59	439	260	0,593
1,0	1,1	0,9	911	463	0,508	419	213	0,508
0,9	1,0	1,1	914	499	0,55	458	294	0,64
1,1	1,0	0,9	923	500	0,542	411	213	0,52
1,1	0,9	1,0	942	557	0,59	419	235	0,56
0,9	1,1	1,0	926	479	0,52	439	239	0,54

K_A/K	K_B/K	K_C/K	$I\mathcal{F}$	$I\mathcal{L}$	$I\mathcal{L}/I\mathcal{F}$	$I\mathcal{P}$	$I\mathcal{P}$	$I\mathcal{P}/I\mathcal{P}$
1,0	1,0	1,0	149,7	82,7	0,55	68,9	38	0,55
1,1	0,9	0,9	66,3	10,3	0,15	32,6	8,6	0,265
0,9	1,1	1,1	206	157	0,76	107,1	76,8	0,72
0,9	1,1	0,9	132	105	0,796	65,3	53,5	0,82
1,1	0,9	1,1	150	90	0,6	75,6	42,9	0,57
0,9	0,9	1,1	132	105	0,796	65,3	53,5	0,82
1,1	1,1	0,9	150	90	0,6	75,6	42,9	0,57
1,0	0,9	1,1	144	95	0,66	70,6	48	0,68
1,0	1,1	0,9	144	95	0,66	70,6	48	0,68
0,9	1,0	1,1	172	128	0,74	85,5	62	0,73
1,1	1,0	0,9	112	53	0,47	53,6	20,7	0,39
1,1	0,9	1,0	112	53	0,47	53,6	20,7	0,39
0,9	1,1	1,0	172	128	0,74	85,5	62	0,73

Коэффициенты трансформации ОАТ	Значения коэффициентов трансформации ОАТ при значениях узла коэффициента передаваемой мощности $\varphi = \arctg \frac{Q}{P}$, равных	
	0 ÷ 45, град	45 ÷ 90, град
K_A/K	0,9 ÷ 1,1	1,1
K_B/K	1,1	1,1 ÷ 0,9
K_C/K	0,9	0,9

конце линии, минимальное значение I_2^c/I_1^c достигается при $K_A=0,9$ К; $K_B=1,1$ К; $K_C=0,9$ К (где $K=0,46$), что соответствует углу 120° между векторами вводимого напряжения обратной последовательности $\Delta\vec{U}_2$ и напряжения прямой последовательности \vec{U}_1 на стороне ВН ОАТ (рис. 3). Из табл. 2 следует, что при передаче реактивной мощности ($S=58,4$ МВ·А, $\varphi=90^\circ$) минимальное значение I_2^c/I_1^c достигается при $K_A=1,1$ К; $K_B=0,9$ К; $K_C=0,9$ К, что соответствует нулевому углу между векторами $\Delta\vec{U}_2$ и \vec{U}_1 . На основании этого в табл. 3 приведены соответствующие минимальному значению тока обратной последовательности коэффициенты трансформации ОАТ для произвольного значения угла φ в диапазоне $0-90^\circ$. В качестве примера в табл. 4 приведены результаты расчета неполнофазного режима схемы на рис. 2 при $S=118$ МВ·А и угле передаваемой

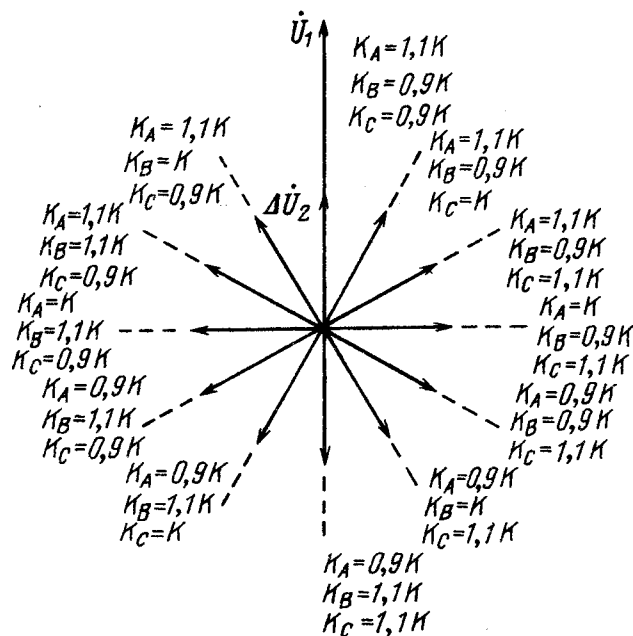


Рис. 3. Ориентация вектора дополнительного источника напряжения обратной последовательности относительно напряжения прямой последовательности при рассогласовании коэффициентов ОАТ

Таблица 4

K_A/K	K_B/K	K_C/K	I_1^C	I_2^C	I_2^C/I_1^C	I_1^B	I_2^B	I_2^B/I_1^B
1,0	1,0	1,0	295	162	0,55	136	74,6	0,55
1,1	0,9	0,9	233	144	0,49	96	22,2	0,23
0,9	1,1	1,1	342	225	0,66	173	113	0,65
0,9	1,1	0,9	263	138	0,52	124	68,6	0,55
1,1	0,9	1,1	307	198	0,64	147	90,3	0,62
0,9	0,9	1,1	300	205	0,68	140	99,9	0,71
1,1	1,1	0,9	278	122	0,44	134	59,2	0,44
1,0	0,9	1,1	305	199	0,65	144	94,9	0,66
1,0	1,1	0,9	273	127	0,464	129	63,6	0,49
0,9	1,0	1,1	322	211	0,66	156	104	0,67
1,1	1,0	0,9	256	111	0,43	117	46,5	0,39
1,1	0,9	1,0	272	160	0,59	124	66	0,53
0,9	1,1	1,0	306	185	0,60	148	84	0,57

мощности $\varphi = 56,7^\circ$. Наименьшие значения отношения I_2^C/I_1^C , равные 0,43 и 0,44, получены соответственно для $K_A = 1,1$ K; $K_B = 1,0$ K; $K_C = 0,9$ K и $K_A = 1,1$ K; $K_B = 1,1$ K; $K_C = 0,9$ K (табл. 4). Оптимальные значения коэффициентов трансформации ОАТ для угла $\varphi = 56,7^\circ$ из табл. 3 получаются следующие: $K_A = 1,1$ K; $K_C = 0,9$ K; $K_B = 1,05$ K. Здесь K_B определяется интерполяцией. Можно сделать вывод, что рекомендации табл. 3 для выбора оптимальных значений коэффициентов трансформации ОАТ при симметрировании неполнофазного режима передачи получаются достаточно точными.

Приложение. Для расчета трехфазной схемы замещения на рис. 2 составим матрицу контурных соединений, в которой необходимо учесть также трансформаторные связи.

Для каждой фазы АТ, пренебрегая в целях

простоты ветвями намагничивания, можно записать:

$$n^B I^B + n^C I^C + n^n I^n = 0, \quad (1)$$

где n — число витков обмоток ОАТ высшего (500 кВ), среднего (220 кВ) и низшего (38 кВ) напряжений.

Далее запишем:

$$I_i^B + \frac{n_i^C}{n_i^B} I_i^C + \frac{n_i^n}{n_i^B} I_i^n = 0; \quad (2)$$

$$I_i^B + K_i^{CB} I_i^C + K_i^{nB} I_i^n = 0,$$

где $K_i^{CB} = n_i^C/n_i^B$, $K_i^{nB} = n_i^n/n_i^B$ — коэффициенты трансформации фаз ОАТ; $i = A, B, C$.

С учетом того, что в схеме на рис. 2 $I_A^n = 0$, из уравнения (2) для фазы А следует:

$$I_A^n = -\frac{K_A^{CB}}{K_A^{nB}} I_A^C; \quad I_A^n = -K_A^{nB} I_A^C. \quad (3)$$

При соединении обмоток низшего напряжения трех ОАТ в треугольник, т. е. $I_A^n = I_B^n = I_C^n$, получаем:

$$I_B^n = I_C^n = -K_A^{nB} I_A^C. \quad (4)$$

Из выражений (2) с учетом (4) можно записать:

$$I_B^B = -K_B^{CB} I_B^C + K_A^{nB} I_A^C, \quad (5)$$

$$I_C^B = -K_C^{CB} I_C^C + K_A^{nB} I_A^C. \quad (6)$$

Далее определим остальные токи ветвей схемы рис. 2 через I_A^C , I_B^C , I_C^C :

$$I_\Sigma^B = I_A^B + I_B^B + I_C^B = -K_B^{CB} I_B^C - K_C^{CB} I_C^C + 2K_A^{nB} I_A^C, \quad (7)$$

$$I_\Sigma^C = I_A^C + I_B^C + I_C^C. \quad (8)$$

Запишем выражения (3) — (8) в матричном виде:

I_A^n	$-K_A^{nB}$			
I_B^n	$-K_A^{nB}$			
I_C^n	$-K_A^{nB}$			
I_A^C	1			
I_B^C		1		
I_C^C			1	
I_B^B	K_A^{nB}	$-K_B^{CB}$		
I_C^B	K_A^{nB}		$-K_C^{CB}$	
I_Σ^C	1	1	1	
I_Σ^B	$2K_A^{nB}$	$-K_B^{CB}$	$-K_C^{CB}$	

Прямоугольная матрица коэффициентов является транспонированной матрицей контурных соединений N' , в которой, в отличие от [5], учтены трансформаторные связи между ветвями. Поэтому дальнейший ход решения будет тем же, что и в [5]. Необходимо составить формальное выражение связи между током и напряжением и э. д. с. всех ветвей схемы на рис. 2 на основе закона Ома:

[illegible]

Если обозначить последние выражения в обобщенном виде

$$\mathbf{I} = \mathbf{N}^t \cdot \mathbf{I}_k; \quad (9)$$

$$E = Z \cdot I, \quad (10)$$

то путем преобразований определим

$$C \cdot E = N \cdot Z \cdot N^t I_k$$

ИЛИ

$$\mathbf{E}_k = \mathbf{Z}_k \mathbf{I}_k. \quad (11)$$

Решив уравнение (11) и подставив I_k в (9), определим токораспределение схемы на рис. 2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Результаты** эксперимента неполнофазного режима не-транзитной ВЛ 500 кВ/В. А. Попов, С. Л. Соловьев, Е. И. Кушкова и др.—Электрические станции, 1988, № 3.
2. **А. с. 1458928 (СССР)**. Способ передачи мощности по линии электропередачи / В. А. Попов, Е. И. Кушкова, В. А. Каленик и др. Оpubл. в Б. И., 1989, № 6.
3. **Лосев С. Б.** Об использовании фазных координат при расчете сложносимметричных режимов.—Электричество, 1979, № 1.
4. **Крон Г.** Тензорный анализ статей.—М.: Советское радио, 1978.
5. **Веников В. А.** Математические задачи энергетики.—М.: Энергия, 1982.

[11.11.90]

УДК 621.315.65:621.391.823.001.6

Радиопомехи, создаваемые электрическими разрядами в зазорах линейной арматуры воздушных линий

КРЫЛОВ С. В., ТИМАШОВА Л. В., ЕРМЕНДИ Л.

Радиопомехи на воздушных линиях электропередачи (ВЛ) могут возникать вследствие короны на проводах, частичных разрядов и короны на изоляторах, при пробое или перекрытии дефектных изоляторов, от короны на линейной арматуре, а также из-за разрядов в плохих контактах линейной арматуры и изоляторов в гирляндах.

Разряды возникают между плохо контактирующими металлическими частями. Плохой контакт между металлическими частями может быть вызван коррозией, пылью или сухими загрязнениями. Сухая погода улучшает изоляцию металлических частей и является благоприятной для появления искр. Дождь и мокрый снег закрывают зазор, создавая проводящую цепочку между заряженными частями. Лабораторные ис-

следования [1] показали, что при увеличении относительной влажности на 10 % в диапазоне 70—95 % помехи снижаются почти на 20 дБ, а при влажности, превышающей 95 %, соизмеримы с собственным шумом приборов. Таким образом, помехи, обусловленные разрядами в зазоре, имеют место в сухую погоду.

Помехи, создаваемые короной на проводах, максимальны при осадках. При разряде в зазоре арматуры максимальные помехи создаются в хорошую погоду, которая для средней полосы наблюдается в течение около 75 % времени года.

В гибридных кабельных системах 70-90% времени года в изоляторах и арматуры испытывает воздействие значительных статических нагрузок, и в них обеспечивается стабильный электрический кон-

такт. Неустойчивый электрический контакт возникает в малонагруженных соединениях или в шарнирных соединениях, подверженных знакопеременным нагрузкам. На ВЛ с расщепленными проводами наиболее массовым видом арматуры являются дистанционные распорки, имеющие подвижные шарнирные соединения, подверженные переменным по величине и направлению нагрузкам. Это создает условия для возникновения на ВЛ с расщепленными проводами возможности появления локальных источников помех.

Дистанционные распорки для фиксации составляющих расщепленного провода по заданному контуру содержат зажимные устройства, закрепляемые на составляющих расщепленного провода, обычно в виде разъемных плашечных зажимов, подвижно сочленяемых с корпусом (тягой) распорки. Распорки выполняются парными (для соединения двух составляющих расщепленного провода) и «сосредоточенными» с зажимными устройствами, присоединяемыми к единому жесткому корпусу — лучевой конфигурации или в виде рамы.

Плашечные зажимы дистанционных распорок, закрепленные на проводах ВЛ и находящиеся под высоким потенциалом провода в сильном электрическом поле, могут быть источниками помех от короны. Появление источников стримерной короны на плашках распорок может быть связано с конструктивным дефектом деталей распорок (выступами, острыми кромками) или с техническими дефектами на поверхностях деталей распорок (заусенцами, выступающими дефектами поверхности, рисками и др.). Возможны повреждения распорок в процессе монтажа (следы ударов, царапины и заусенцы от монтажного инструмента). Источниками стримерной короны могут быть выступающие детали болтового соединения (выступающий конец болта или головки гайки) при неправильной сборке зажима или неправильном выборе болта распорки.

Электрические потенциалы составляющих расщепленного провода отличаются друг от друга, и перепад напряжений для двух составляющих колеблется в пределах от 0 до нескольких сотен вольт. В этих условиях дистанционная распорка является электрической цепью, которая характеризуется переходными сопротивлениями в последовательно расположенных контактных соединениях и электропроводимостью деталей распорок, по которым протекают токи. Распорки типа РГН длительное время эксплуатируются на ВЛ 330 кВ в различных климатических районах нашей страны. Распорка типа РГН состоит из двух плашечных зажимов и стальной тяги, шарнирно соединенной концами с указанными плашечными зажимами. Каждый зажим состоит из двух алюминиевых плашек и стяжного болта, обеспечивающего надежное крепление плашечных зажимов на составляющих расщепленного провода. При нормальной затяжке болта обеспечивается прочное механическое крепление зажимов распо-

рок на проводах и достаточно стабильный электрический контакт соединения.

Электрические схемы замещения дистанционных распорок с зажимами типа РГН и РГШ показаны на рис. 1. Переходные сопротивления контактов «плашки — провод», обозначены R_{11} — R_{1n} , показаны как неизменные величины. Соединения плашечных зажимов с тягой распорки РГН осуществляются подвижно через шарниры «палец — проушина». Электрические контакты деталей «палец — проушины», показанные сопротивлениями R_{21} — R_{2n} (рис. 1, а), неустойчивы. При колебаниях проводов эти контакты могут полностью разрываться, и в этом случае эти соединения могут быть эквивалентированы конденсаторами C_{21} — C_{2n} с воздушным диэлектриком между деталями (см. рис. 1, в).

Величина воздушного промежутка в зазорах сопрягаемых деталей шарниров распорок типа РГН является случайной переменной величиной, и даже при наибольшей разнице потенциалов составляющих расщепленного провода U_1 и U_2 с большой вероятностью происходит пробой воздушного промежутка в зазоре шарнира «палец — проушина». Электрические разряды, возникающие в зазорах шарниров, как показали экспериментальные исследования [1, 2], являются источниками помех как в радио-, так и телевизионных диапазонах частот. Распорка типа РГШ снабжена дополнительными шарнирными соединениями между тягой и плашечными зажимными устройствами, закрепляемыми на составляющих расщепленного провода.

Электрические схемы замещения такой дистанционной распорки приведены на рис. 1, б, г. Электрические переходные сопротивления электрических контактов плашечных зажимов, смонтированных на составляющих расщепленного провода, обозначены соответственно с нарастанием порядкового номера составляющей расщепленного провода от R_{11} до R_{1n} , сопротивления в подвижных шарнирных соединениях «плашечный зажим — охватывающие плашки» обозначены соответственно от R_{21} до R_{2n} , а сопротивления в подвижных соединениях охватывающих плашек с лучевыми тягами на корпусе распорки обозначены соответственно от R_{31} до R_{3n} .

Как показано на рис. 1, а, б, электрические сопротивления шарнирных соединений (R_{21} — R_{2n} и R_{31} — R_{3n}) по мере образования воздушных зазоров в шарнирах могут превращаться (см. рис. 1, в, г) в конденсаторы с воздушным диэлектриком (обозначенные C_{21} — C_{2n} и C_{31} — C_{3n}), при пробое которых возникают помехи. Как следует из электрических схем замещения распорок, в конструкции распорки типа 8 РГН число шарнирных соединений с нефиксированным электрическим контактом снижается вдвое по сравнению с распорками типа 8 РГШ, и соответственно снижается вероятность возникновения электрических разрядов в зазорах шарнирных соединений дистанционных распорок.

В нефиксированных контактах при нарастании и спаде напряжения U (рис. 2) [3] в течение

каждого полупериода происходят разряды в зазоре. Такой пробой происходит при напряжении U_1 и приводит к снижению разности потенциалов до нуля. Электрическая прочность непроводящей пленки в соединении (или воздушного зазора в нем) восстанавливается и напряжение, приложенное к электродам конденсатора, вновь возрастает до значения его пробивного напряжения, и вновь возникает разряд. При амплитудном значении напряжения в полупериоде возможно кратковременное зажигание дуги, погасяющей на спаде напряжения, при котором вновь с высокой частотой происходят пробои при напряжении U_1 . Такие разряды происходят как при положительной, так и при отрицательной полярностях, когда значение U_1 достигает 100—300 В [3]. Эти разряды приводят к возникновению импульсов тока, как показано на кривой осциллограммы тока (рис. 2). Каждый импульс тока сопровождается изменением электромагнитного поля и является источником высокочастотных помех. Разряды в зазоре генерируют помехи в широком спектре частот [2—4].

Проведенные исследования показали, что частотный спектр при разряде в зазоре имеет пологий характер, и интенсивность помех в этом случае с увеличением частоты убывает значительно медленнее, чем при коронировании провода (рис. 3). Испытания на линии 400 кВ с дефектными распорками [1] показали, что помехи создаются в широком диапазоне частот и медленно затухают при удалении от ВЛ (рис. 4). На рис. 5 показаны для сравнения частотные спектры помех для двухцепных ВЛ 380 кВ с треугольным расположением проводов фаз. Кривая 1 (рис. 5, а) относится к ВЛ с дефектными распорками. Для этой же ВЛ был получен спектр в диапазоне частот 20—30 МГц (рис. 5, б), показывающий, что интенсивность помех практически не меняется с частотой.

Измерения на линиях 1150 кВ показали, что в хорошую погоду интенсивность помех в значительной степени определяется разрядами в зазорах линейной арматуры из-за значительного усложнения последней по сравнению с ВЛ 380—750 кВ.

Разряды в зазорах развиваются при небольших напряжениях на линии. Так, на ВЛ 1150 кВ значительные помехи (48—58 дБ) под крайней фазой были обнаружены при напряжении 500 кВ, когда напряженность поля на поверхности проводов была в 2,5 раза ниже напряженности, соответствующей начальному напряжению короны (12,3 кВ/см). Источником помех при этом служили разряды в зазорах распорок.

Для оценки помех от электрических разрядов в дистанционных распорках, имеющих шарнирные соединения с зазорами, в высоковольтном зале были проведены специальные экспериментальные исследования на макете расщепленного провода с конструкцией распорки, имеющей подвижное шарнирное соединение с повышенным электрическим сопротивлением. Макет расщеплен-

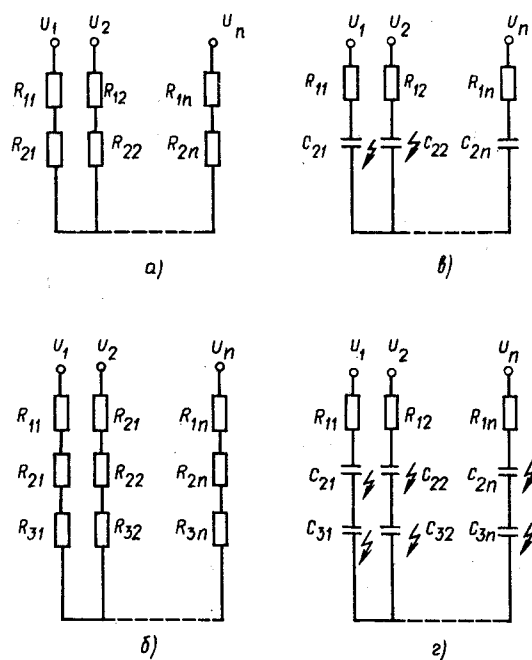


Рис. 1. Электрические схемы замещения лучевых дистанционных распорок типа РГН (а, в) и РГШ (б, г) для расщепленной фазы из n составляющих: а, б — при стабильных контактах в соединениях; в, г — при неустойчивых электрических контактах в шарнирных соединениях

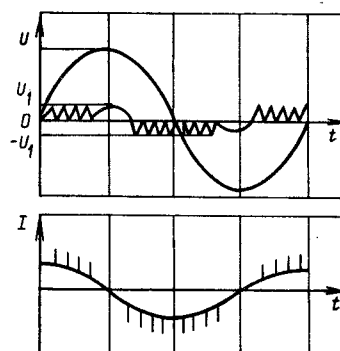


Рис. 2. Изменения напряжения и импульсы тока в процессе разряда в зазоре

ного провода длиной 6 м имел эффективные концевые экраны для устранения посторонних источников помех. Частотный спектр, полученный на макете расщепленного провода при отсутствии распорки при напряжении 250 кВ, приведен на рис. 6 (кривая 2). Фон испытательного зала описан кривой 3. При установке на макете расщепленного провода распорки с искусственно созданным зазором были проведены измерения частотных спектров помех (кривая 1) при подаче напряжения 150, 200 и 250 кВ. Измерения показали, что уровень помех не зависит от напряжения, приложенного к макету расщепленного провода. На рис. 7 (кривая 1) показан частотный спектр для макета расщепленного провода с распоркой, полученный при напряжении 250 кВ в диапазоне частот 0,3—30 МГц. В вы-

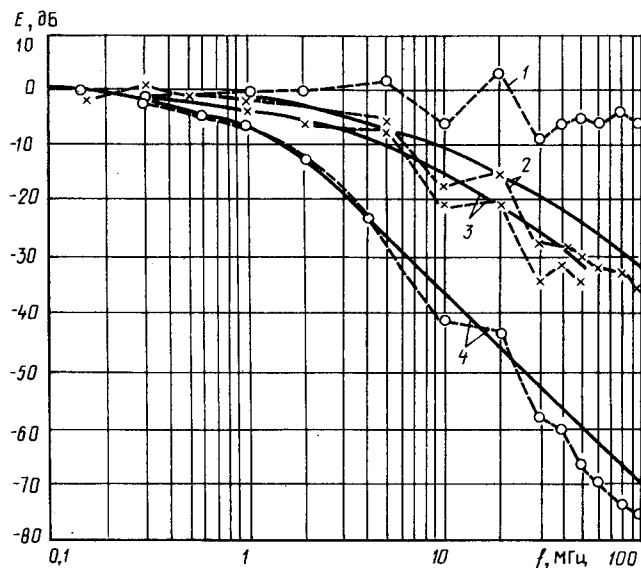


Рис. 3. Относительные частотные спектры, создаваемые различными источниками помех: 1 — разряд в зазоре; 2 — корона на проводах в отрицательный полупериод; 3 — разряд на острие в отрицательный полупериод; 4 — корона на проводах в положительный полупериод; — — — по результатам измерений; — — — расчетные данные

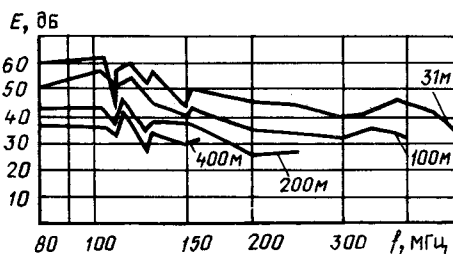


Рис. 4. Частотные спектры помех на разных расстояниях от ВЛ 400 кВ

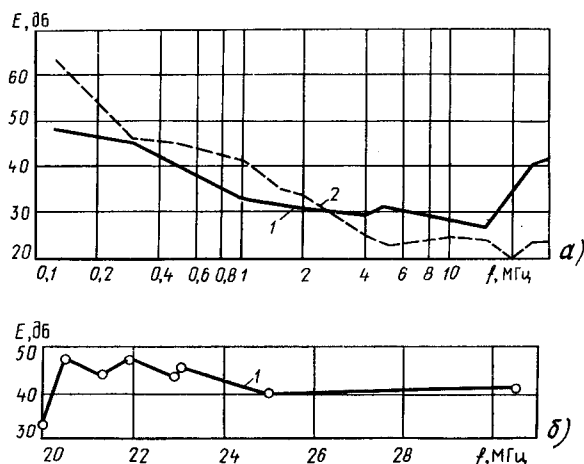


Рис. 5. Частотный спектр помех от ВЛ 380 кВ: 1 — для ВЛ с разрядами дефектных дистанционных распорок; 2 — для ВЛ с короной на проводах; а — в диапазоне частот 0,1–30 МГц; б — в диапазоне частот 20–30 МГц

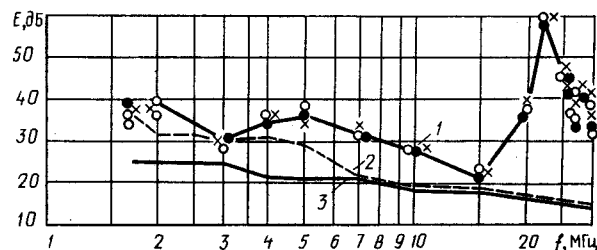


Рис. 6. Частотные спектры для макета расщепленного провода: 1 — с дистанционной распоркой с искусственным зазором (при напряжениях: о — 150 кВ, х — 200 кВ и ● — 250 кВ); 2 — без дистанционной распорки при $U=250$ кВ; 3 — фон зала

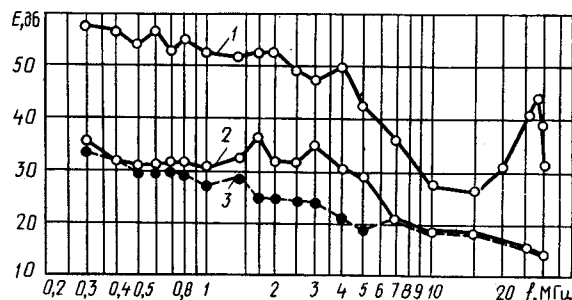


Рис. 7. Частотный спектр для макета расщепленного провода в диапазоне частот 0,3–30 МГц: 1 — с дистанционной распоркой с разрядом в зазоре при напряжении 250 кВ; 2 — без распорки, $U=250$ кВ; 3 — фон зала

соковольтом зале на макете расщепленного провода были проведены экспериментальные исследования частотных спектров помех в диапазоне 90–600 МГц при установке дистанционных распорок с искусственным зазором 0,09, 0,3 и 1 мм, результаты которых приведены на рис. 8. Результаты лабораторных исследований, приведенные на рис. 6–8, показывают, что разряд в зазоре шарнирного соединения дистанционной распорки является источником помех в широком диапазоне частот.

Разряд в зазоре создает помехи, которые сохраняют значительный уровень на большом расстоянии от ВЛ. На рис. 9 приведены поперечные профили помех на частоте 0,5 МГц от двухцепных ВЛ 380 кВ с треугольным расположением проводов фаз. Кривая 1 получена для ВЛ с дефектными распорками. Кривая 3 построена по общепринятой формуле

$$E''_n = E'_n 20K \lg \frac{R'}{R''}, \quad (1)$$

где E'_n , E''_n — уровни помех; R' , R'' — расстояния от крайней фазы ВЛ; K — коэффициент поперечного затухания помех.

По результатам измерений, проведенных на ВЛ 380 и 400 кВ с треугольным расположением проводов фаз, коэффициент поперечного затухания помех $K=1,76$.

При наличии на ВЛ в качестве источника помех только короны на проводах (кривая 2,

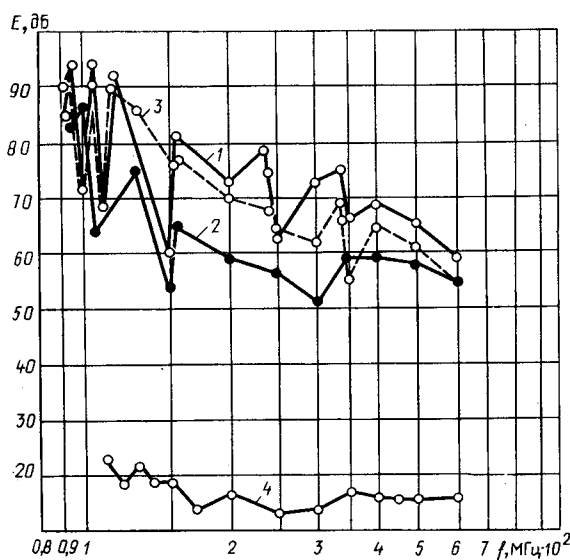


Рис. 8. Частотные спектры дистанционных распорок на макете расщепленного провода: 1, 2 и 3 — соответственно при зазорах в шарнирных соединениях, равных 0,3, 0,09 и 1 мм; 4 — фон зала

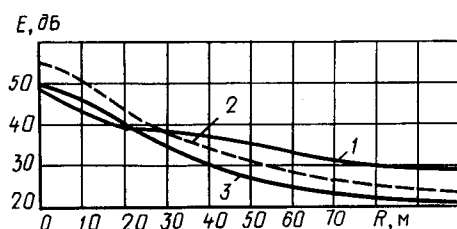


Рис. 9. Поперечный профиль помех от ВЛ 380 кВ на частоте 0,5 МГц: 1 — для ВЛ с дефектными распорками; 2 — для ВЛ с короной на проводах; 3 — расчетная характеристика с учетом короны на проводах

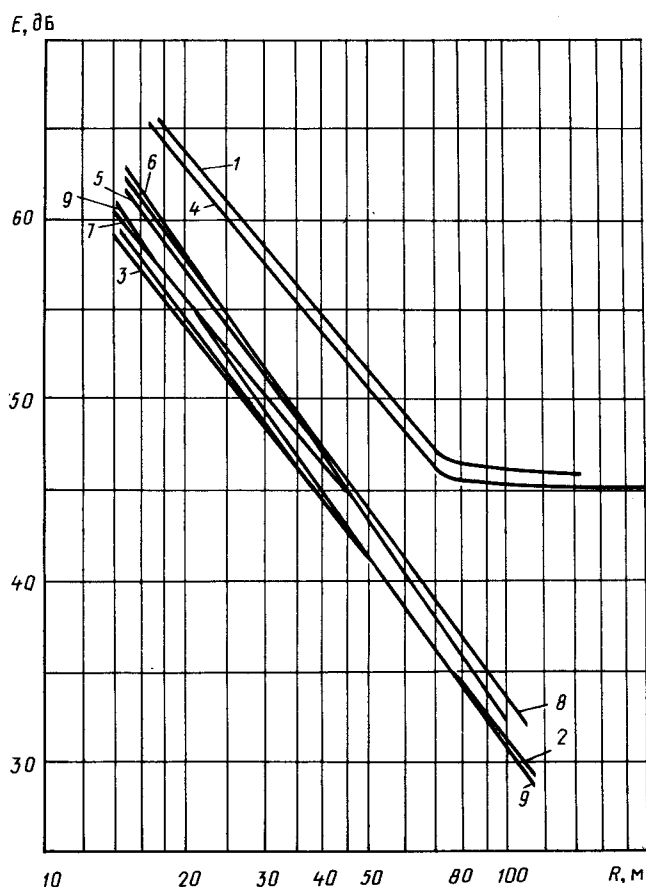


Рис. 10. Поперечные профили радиопомех на ВЛ 1150 кВ Экибастуз — Кокчетав в пролетах между опорами: 1—9 — кривые для случайно выбранных пролетов ВЛ

рис. 9) характер затухания совпадает с общепризнанной зависимостью (кривая 3).

На рис. 10 приведены поперечные профили радиопомех на частоте $f=0,5$ МГц от ВЛ Экибастуз — Кокчетав. Профили радиопомех были получены на 9 произвольно выбранных пролетах ВЛ. Прямые на рисунке получены методом наименьших квадратов [5]. Из рисунков видно, что характер затухания для большинства пролетов подчиняется закономерности, описываемой (1).

Однако в ряде пролетов помехи на расстояниях более 60 м от линии почти не меняются. Это обусловлено помехами от разрядов в зазорах распорок, что было установлено непосредственными измерениями направленной антенной.

Расчеты показывают, что на ВЛ 1150 кВ число шарнирных соединений с неустойчивым электрическим контактом достигает 1140 на 1 км ВЛ. По сравнению с ВЛ 330 кВ с двумя составляющими в расщепленном проводе фазы число таких контактов на ВЛ 1150 кВ возросло в 7,6 раза при увеличении числа составляющих всего в 4 раза. Такого рода оценки

указывают на то, что вероятность возникновения помех от разрядов в зазорах дистанционных распорок на ВЛ УВН почти на порядок больше, чем для ВЛ 330 кВ, и вдвое больше, чем для ВЛ 750 кВ.

За рубежом применяются конструкции беззазорных подвижных соединений деталей дистанционных распорок, что осуществляется за счет использования упругих демпфирующих элементов [6, 7], в качестве которых в шарнирах используются упругие полимерные материалы (резины). При этом воздушные зазоры в шарнирных соединениях деталей дистанционных распорок выполняются достаточно большими для того, чтобы пробой воздушных промежутков в сочленениях изолированных деталей распорок не происходил при напряжениях менее 1,5 кВ.

Выводы. Множество распорок, монтируемых на расщепленных проводах ВЛ, могут быть источниками повышенных помех в широком диапазоне частот — как за счет разряда в зазорах, так и от стримерной короны. Дистанционные распорки подвержены знакопеременным нагрузкам, при которых велика вероятность возникновения зазоров. С учетом этого в шарнирных соедине-

ниях должен быть обеспечен надежный электрический контакт сопрягаемых деталей при всех рабочих режимах распорки или надежная изоляция на напряжение 1,5—2,0 кВ. Конструкции дистанционных распорок с упругими шарнирными соединениями, обеспечивающими надежную изоляцию, отвечают также высоким эксплуатационным требованиям по надежности при динамических колебаниях проводов фаз. Дистанционные распорки новых конструкций должны проходить всесторонние испытания на отсутствие помех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Jermendy L., Timashova L. V. Television interference and audible noise caused by lines; laboratory and field test results.— 8-th Intern. Zurich Symp. and Technical Exhibition on Electronic Compatibility, 7—9 March, 1989, Rep. 89N7.

2. Pakala W. E., Chartier V. L. Radio noise measurements on overhead power lines from 2,4 to 800 kV.— IEEE Trans. on Power Appar. and Syst., 1971, vol. 90, N 3, pp. 1155—1164.

3. Kohutova D., Vokalek J. Hochfrequente elektromagnetische Störungen des Rundfunk und Fernschempfangs durch Hochspannungs — Energieübertragung.— Fernmeldetechnik 20, 1980, N 5, S. 188—190.

4. Janischewskyj W., Hussein A. M., Santiago N. H. C. Performance and analysis of a micro-gap discharge circuit.— IEEE on Power Delivery, April 1988, vol., N 2, pp. 694—706.

5. Гурский К. И. Теория вероятностей с элементами математической статистики.— М.: Высшая школа, 1971.

6. Morsetteria hardware. Electromeccanica Sud. (NES) Catalogue Italia, 1974.

7. Hochspannungsarmaturen HA'74. Karl Pfisterer Catalogue (Germany), 1974.

[28.03.91]

УДК 538.311.001.11

Графическое представление взаимосвязи основных уравнений электромагнитного поля

ШЛЕГЕЛЬ О. А., канд. техн. наук

При выполнении электромагнитных расчетов электротехнических устройств (трансформаторов, реакторов и т. д.) целесообразно использовать мнемонические и методические приемы, помогающие осваивать основные уравнения и понятия теории электромагнитного поля и записывать различные возможные формы систем уравнений.

В литературе описаны способы достижения этой цели. Например, в [1, 2] параметры поля и соответствующие им уравнения расположены в определенной логической последовательности в виде таблиц: наименования, обозначения и размерности параметров электромагнитного поля цепей, а также соотношения между ними. Применяемый способ связан с определенной сложностью в части получения соответствующих уравнений и в определении их взаимосвязи. Не всегда очевидно, с помощью каких уравнений поля можно выполнить соответствующий расчет.

Ниже приводится иной вариант — графическое изображение взаимосвязи основных параметров и законов электромагнитного поля в форме, которая автору представляется не менее логичной и наглядной. Не учитываются релятивистские эффекты, а также токи переноса, не играющие роли в обычных силовых трансформаторах, реакторах и других электромагнитных устройствах, не используются редко применяемые параметры. Ряд формул относится к линейной среде или линейной электромагнитной цепи.

Рассмотрим построение схемы графической взаимосвязи по стадиям, с постепенным усложнением.

Стадия 1. Имеются объемная плотность электрического заряда ρ_3 и три параметра поля в точке: векторы плотности электрического тока (\vec{J}), электрического смещения (\vec{D}) и магнитной индукции (\vec{B}). На рис. 1 графически представлено расположение указанных параметров: векторы \vec{J} , \vec{D} и \vec{B} расположены в вершинах условного разностороннего треугольника с центром треугольника в нулевой точке (0); в сторону вектора электрического смещения \vec{D} указана точка, соответствующая плотности электрического заряда ρ_3 .

Операцию div удобно (мнемонически) представить в виде дифференцирования по направлению от соответствующих параметров к нулевой точке 0 или к плотности электрического заряда ρ_3 с использованием третьего и четвертого уравнений Максвелла

$$\text{div} \vec{B} = 0; \text{div} \vec{D} = \rho_3 \quad (1)$$

и уравнения непрерывности электрического тока

$$\text{div} \vec{J} = -\partial \rho_3 / \partial t \quad (2)$$

Как частный случай, при $\partial \rho_3 / \partial t = 0$ (отсутствие токов смещения)

$$\text{div} \vec{J} = 0 \quad (3)$$

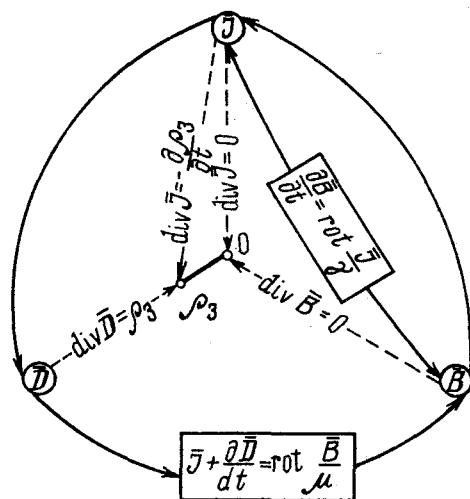


Рис. 1. Структурная диаграмма основных уравнений и параметров поля — \bar{J} , \bar{D} , \bar{B} , ρ_3 (стадия 1): t — время; μ — магнитная проницаемость; γ — удельная электрическая проводимость

Связь параметров \bar{J} , \bar{D} , \bar{B} между собой можно представить путем «дифференцирования по контуру» с использованием операции rot в виде первого уравнения Максвелла:

$$\bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \text{rot} \frac{\bar{B}}{\mu}, \quad (4)$$

где μ — магнитная проницаемость; t — время.

Уравнение (4) получается путем обхода контура параметров поля \bar{J} , \bar{D} , \bar{B} (рис. 1).

Аналогично переходу от (2) к (3) при отсутствии токов смещения вместо уравнения (4) для связи \bar{J} и \bar{B} можно использовать (рис. 1) второе уравнение Максвелла:

$$-\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = \text{rot} \frac{\bar{J}}{\gamma}, \quad (5)$$

где γ — удельная электрическая проводимость; $\gamma = 1/\rho$; ρ — удельное электрическое сопротивление.

Уравнения (1) и (5) позволяют полностью связать, а структурная диаграмма по рис. 1 — оценить аналитические соотношения между заданными четырьмя основными параметрами электромагнитного поля.

На основании указанной структурной диаграммы, при ее логическом расширении за счет добавления новых параметров и уравнений формируется следующая стадия, включающая практически полный набор наиболее употребительных параметров поля (среды) в точке и уравнений в дифференциальной форме.

Стадия 2. Дополнительно к указанным параметрам стадии 1 вводятся напряженность электрического (\bar{E}) и магнитного (\bar{H}) полей, диэлектрическая проводимость (ϵ), скалярный электрический (ϕ) и магнитный (ϕ_m) потенциалы.

Эти параметры расположены по сторонам еще одного контура (дополнительного к контуру на рис. 1), серединами сторон которого приняты точки с параметрами \bar{J} , \bar{D} , \bar{B} . Каждая сторона указанного контура (треугольника) составлена из трех эле-

ментов, соответствующих следующим полям [1]: электрическому полю — \bar{E} , \bar{J} , ρ , магнитному полю — \bar{H} , \bar{B} и μ , электростатическому полю — \bar{E} , \bar{D} и ϵ (рис. 2). В вершинах треугольника — параметры ϕ_m и ϕ (магнитный и электрический потенциалы), связанные с нулевой точкой O уравнениями Лапласа

$$\text{div grad } \phi = 0; \quad (6)$$

$$\text{div grad } \phi_m = 0, \quad (7)$$

а с соседними параметрами — уравнениями

$$\bar{E} = -\text{grad } \phi; \quad (8)$$

$$\bar{H} = -\text{grad } \phi_m. \quad (9)$$

Каждая тройка параметров отдельных сторон треугольника связана законом Ома в дифференциальной форме:

$$\bar{E} = \bar{J} \frac{1}{\gamma}; \quad (10)$$

$$\bar{H} = \bar{B} \frac{1}{\mu}; \quad (11)$$

$$\bar{E} = \bar{D} \frac{1}{\epsilon}. \quad (12)$$

Структурная диаграмма по рис. 2 является простейшей и может быть использована как иллюстрация взаимосвязи (в графическом представлении) основных параметров поля или среды в точке и уравнений электромагнитного поля в дифференциальной форме.

В левых верхнем и нижнем углах структурной диаграммы на рис. 2 сделано повторение параметров напряженности электрического поля \bar{E} и скалярного электрического потенциала ϕ с целью представить каждую сторону треугольника полным набором из четырех параметров ϕ , \bar{E} , \bar{J} , ρ и ϕ , \bar{E} , \bar{D} , ϵ , соответствующих электрическому и электростатическому полям. При этом неизбежно повторение уравнений (6) и (8), связывающих перечисленные параметры. Повторение параметров позволяет сделать структурную диаграмму симметричной и логически связанной.

Стадия 3. Рассмотренный порядок построения структурной диаграммы в дифференциальной форме (рис. 2) используется при построении структурной диаграммы основных уравнений, параметров электромагнитного поля в дифференциальной форме (в точке) и параметров цепи с использованием уравнений связи между ними (рис. 3). Дополнительно к указанным параметрам стадии 2 имеются 8 интегральных параметров: напряжение u ; ток i ; сопротивление r для электрического тока, соответствующего току проводимости; магнитодвижущая сила $i\omega$; магнитный поток Φ ; магнитное сопротивление r_m ; электрический заряд Q ; электрическая емкость C .

Эти дополнительные параметры расположены по сторонам другого, внешнего по отношению к стадии 2, треугольника, против соответствующих дифференциальных параметров поля — \bar{J} , \bar{B} , \bar{D} и т. д.

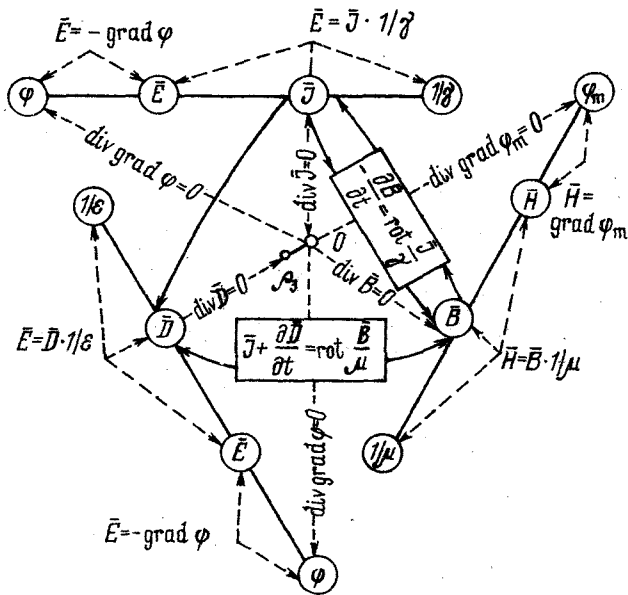


Рис. 2. Структурная диаграмма основных уравнений и параметров поля в дифференциальной форме (стадия 2)

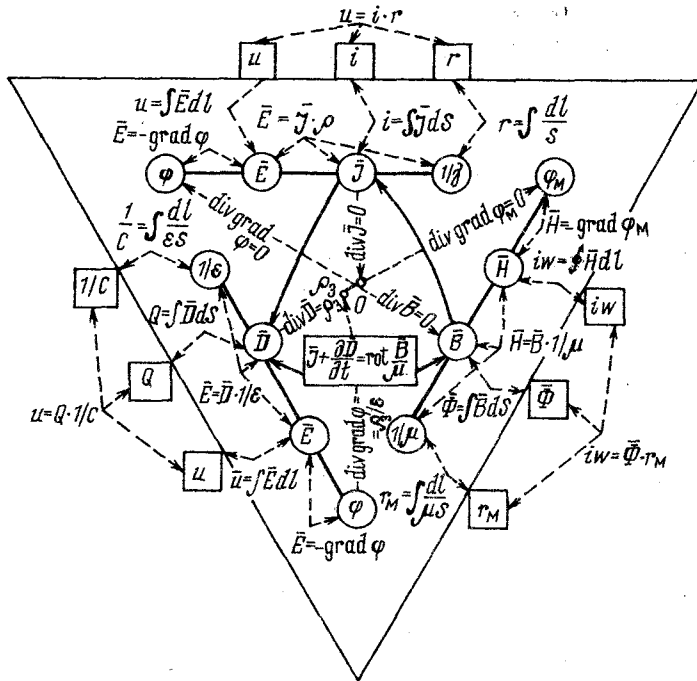


Рис. 3. Структурная диаграмма основных уравнений и параметров поля в дифференциальной и интегральной формах (стадия 3)

Между собой интегральные параметры каждой стороны внешнего треугольника, аналогично дифференциальным параметрам внутреннего треугольника, связаны законом Ома в интегральной форме:

$$u = ir; iw = \Phi r_m; u = Q \frac{1}{C}. \quad (13)$$

Параметры поля \vec{J} , \vec{B} и \vec{D} связаны со своими интегральными аналогами, расположенными на середине сторон соответствующего треугольника,

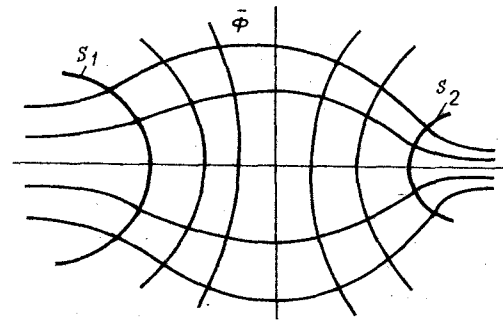


Рис. 4. Схема для расчета магнитного сопротивления промежутка, образованного эквипотенциальными поверхностями S_1 и S_2

через операцию интегрирования по поверхности S :

$$i = \int_S \vec{J} dS; \quad (14)$$

$$\Phi = \int_S \vec{B} dS; \quad (15)$$

$$Q = \int_S \vec{D} dS. \quad (16)$$

Остальные параметры связаны через операцию интегрирования по направлению l , т. е.

$$u = \int_l \vec{E} dl; r = \int_l \frac{dl}{s}, \quad (17)$$

и т. д., а также через операцию интегрирования по контуру:

$$iw = \int \vec{H} dl. \quad (18)$$

На диаграмме рис. 3 знак интеграла для упрощения показан без индекса поверхности S и направления l .

Структурная диаграмма (рис. 3) связывает между собой дифференциальные параметры электромагнитного поля и параметры цепи с использованием уравнений связи параметров и основных уравнений в дифференциальной и интегральной форме.

Построение структурной диаграммы, несмотря на искусственность, позволяет наглядно определить структуру расчета электротехнических устройств и дает возможность сравнить варианты решения конкретной задачи.

В приложении приведена в качестве примера структурная диаграмма для задачи определения магнитного сопротивления промежутков в магнитной системе некоторых электротехнических устройств. Поскольку эта задача — сложная, требуется определить несколько возможных путей ее решения для последующего сравнения и выбора наиболее подходящего.

Приложение. Расчет магнитного сопротивления промежутка, образованного двумя поверхностями. Две эквипотенциальные поверхности S_1 и S_2 пронизывает один и тот же магнитный поток Φ (рис. 4). Необходимо определить магнитное сопротивление r_m промежутка. Для расчета магнитного сопротивления необходимо составить

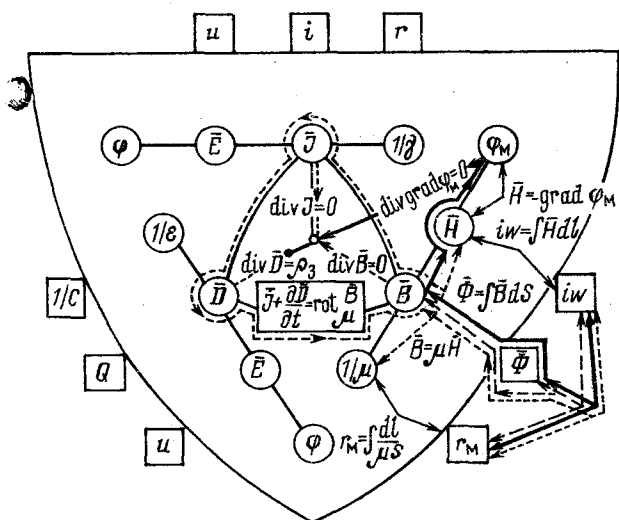


Рис. 5. Пути решения задачи определения магнитного сопротивления на структурной диаграмме: — по варианту 1; — — — по варианту 2; ... — по варианту 3

систему уравнений типа

$$f_j(r_m, \bar{\Phi}, i\omega, \dots) = 0, \quad j = 1, 2, 3, \dots, \quad (19)$$

где f_j — некоторая функция, в которую входят параметры электромагнитного поля.

Решением системы (19) является величина r_m .

На структурной диаграмме рис. 3 отметим одно из уравнений, в которое входит параметр r_m например

$$r_m = i\omega / \bar{\Phi}. \quad (20)$$

Для составления системы (20) уравнений запишем те уравнения из структурной диаграммы на рис. 3, которые позволяют связать параметр r_m и нулевую точку 0 по одному из путей обхода этой диаграммы.

Рассмотрим вариант решения № 1. На рис. 5 сплошными утолщенными стрелками показан путь обхода по диаграмме (рис. 3) от параметра r_m до нулевой точки 0 . Ниже приведены основные уравнения, которые позволяют определить магнитное сопротивление r_m в соответствии с вариантом решения № 1.

Вариант решения № 1

$$G_m = \mu \int_S \bar{H} d\bar{S} / \int_l \bar{H} d\bar{l};$$

$$\bar{H} = -\text{grad } U;$$

$$\text{div grad } U = 0.$$

При этом магнитный поток $\bar{\Phi} = \int_S \bar{B} d\bar{S}$ определяется интегрированием по S_1 или S_2 , а м. д. с. $i\omega = \int_l \bar{H} d\bar{l}$ — интегрированием по любому пути l между эквипотенциальными поверхностями S_1 и S_2 . Значение магнитной индукции \bar{B} определяется с помощью уравнения

$$\bar{H} = \bar{B} \frac{1}{\mu}. \quad (21)$$

Напряженность \bar{H} на выбранном пути определяется по диаграмме рис. 5 с помощью уравнения

$$\bar{H} = -\text{grad } \Phi_M \quad (22)$$

где скалярный потенциал Φ_M в промежутке между поверхностями S_1 и S_2 определяется по уравнению Лапласа

$$\text{div grad } \Phi_M = 0 \quad (23)$$

с граничными условиями, заданными на поверхностях S_1 и S_2 .

На рис. 5, кроме сплошных линий (вариант решения № 1), пунктирными и точечными линиями показаны также возможные пути обхода при двух других вариантах решения данной задачи, а соответствующие этим вариантам системы уравнений, позволяющих определить r_m , приведены ниже.

Вариант решения № 2

$$G_m = \frac{\int_S \bar{B} d\bar{S}}{\frac{1}{\mu} \int_l \bar{B} d\bar{l}}; \quad \text{div } \bar{B} = 0.$$

Вариант решения № 3

$$G_m = \int_S \bar{B} d\bar{S} / \frac{1}{\mu} \int_l \bar{B} d\bar{l}; \quad \text{rot } \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t};$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H}; \quad \text{div } \bar{J} = 0; \quad \text{div } \bar{D} = \rho_3.$$

Данный пример показывает, что диаграмма представления эмпирических законов электромагнитного поля и основных его параметров позволяет определить структуру методов решения, достаточно просто выделить различные их варианты и, соответственно, находить оптимальные.

Кроме рассмотренного примера, возможны аналогичные способы решения задач по определению емкостных или активных сопротивлений ряда других устройств.

Выводы. 1. Рассмотренный вариант графического представления эмпирических законов электромагнитного поля и основных параметров, наряду с табличной формой подачи материала, позволяет в логической зависимости показать их взаимосвязь и может быть использован для изучения вопросов теории электромагнитного поля.

Графическое (объединенное) представление параметров и формул расчета поля возможно как при освоении, так и при использовании уже разработанных способов расчета и исследования электротехнических устройств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- ГОСТ 19880-74. Электротехника. Основные понятия. Термины и определения.
- Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. — М.: Энергия, 1981.

[12.02.91]

Емкостный электродвигатель с сегнетоэлектриком

ЧЕЛУХИН В. А., канд. техн. наук

Комсомольск-на-Амуре

Все возрастающий дефицит электротехнической стали и меди в электротехнической промышленности значительно усиливает интерес к разработке и исследованию емкостных электрических машин, в конструкции которых полностью отсутствуют обмотки и электротехническая сталь [1—3].

До последнего времени емкостные машины считались маломощными и неэффективными из-за низкой удельной мощности и применялись в основном в исследовательских лабораториях в качестве высоковольтных генераторов для получения высоких напряжений и в технологических процессах, требующих высоких напряжений при малых токах, например, в электроокраске. С появлением различного вида эпоксидных композиций и открытием сегнетоэлектрических материалов, являющихся по существу электрическим аналогом электротехнической стали, положение значительно изменилось. Появилась возможность создания мощных емкостных электрических машин, удельная мощность которых может достигать удельной мощности индуктивных электрических машин, на что ранее указывал А. И. Вольдек [4].

Основную трудность на пути увеличения удельной мощности емкостных машин на основе использования активных материалов с высоким значением относительной диэлектрической проницаемости (ОДП), в частности сегнетоэлектриков, видят в обязательном наличии воздушного зазора между ротором и статором машины, который сводит емкость системы ротор — статор к емкости воздушного зазора [5].

Решение этой задачи некоторые авторы, в частности, Н. Фелиси, Л. С. Полотовский, В. Диттрих и другие, видят в использовании текучей диэлектрической среды с высокими значениями ОДП и электрической прочности, заполняющей воздушный зазор между неподвижным статором и вращающимся ротором, либо в применении вращающегося механического контакта.

Текущая диэлектрическая среда для емкостных машин впервые была использована в 1881 г. Х. Герцем [6], затем в 1896 г. Г. Квинке и позднее рядом других авторов, в частности, А. Ф. Иоффе, И. Сумото, В. А. Красноперовым и Ю. Т. Окуневым, З. П. Шульманом, В. М. Носовым. (Подробная библиография по этому вопросу дана в [7]). В этих экспериментах, как правило, не ставилась цель увеличить удельную мощность емкостных машин путем увеличения ОДП текучей диэлектрической среды. Наиболее успешны в этом направлении работы немецкого ученого из Мюнхена проф. В. Диттриха, который, работая совместно с Н. Фелиси, использовал для создания генератора пропилен — карбонат и получил достаточно хорошие удельные показатели емкостного генератора [8—10].

Сегнетоэлектрик в качестве активного диэлектрического материала в конструкции емкостных машин, в частности, генератора, впервые применил Л. С. Полотовский в 1960 г. [5]. Он применил в модели своего генератора тиконд Т80 с ОДП $\epsilon = 75$, что позволило значительно увеличить ток генератора. При этом Л. С. Полотовский использовал вращающийся механический контакт, установив в машине в качестве контактных щеток вращающиеся цилиндры, которые приводились во вращение электродвигателем.

В настоящей статье рассмотрен несколько иной путь увеличения удельной мощности емкостных машин (который наиболее приемлем для емкостных конвекционных машин постоянного тока): использование сегнетоэлектрических материалов в качестве активных диэлектриков, но без вращающегося контакта.

Прежде всего, необходимо отметить, что в конечном счете момент двигателя зависит от количества зарядов на электродах ротора, полученных в процессе зарядки. Поэтому наиболее важно увеличить емкость системы ротор — статор именно в процессе зарядки, а не во время рабочего хода, когда емкость возрастает, а напряжение падает (для двигателя; для генератора — наоборот). Но в процессе зарядки электродов ротора в емкостной машине постоянного тока зазор между ротором и статором практически не играет никакой роли, так как электроды ротора при коммутации замкнуты с полюсами статора и здесь основное значение имеет емкость между электродами ротора, где воздушные зазоры отсутствуют и поэтому ее можно максимально увеличить, применив между электродами ротора активный диэлектрический материал с большими значениями ОДП и электрической прочности, например, сегнетоэлектрики. Это позволит накопить максимальные заряды на электродах ротора и, тем самым, значительно увеличить ток машины и в целом ее удельную мощность.

Рассмотрим это на примере работы емкостного конвекционного электродвигателя, как это сделано в работе [2]. В момент зарядки, когда электроды ротора R_1 и R_2 (рис. 1) находятся под полюсами статора, зарядные щетки соединяют электроды ротора с полюсами статора или сетью, что одно и то же. Как видно из рисунка, в этом случае воздушный зазор влияет лишь на значение емкости между электродом ротора R_1 и статора S_2 или R_2 и S_1 . Однако значительно большее влияние на количество зарядов, полученных электродами ротора R_1 и R_2 , оказывает емкость между ними C_{RR} . В случае, когда в качестве активного материала между электродами ротора используется воздух с $\epsilon_2 = 1$, емкости C_{RS} и C_{RR} примерно равны между собой, т. е. $C_{RS} = C_{RR}$. Если воздушный зазор заполнить диэлектрической жидкостью с ОДП

Таблица 1

Номинальные данные	Тип двигателя			
	ДПМ-25-Н ₁ /Н ₂ -02	ЕКД-4 мк	ЕКД-4мк-э	ЕКД-4мк-сэ
Мощность на валу, Вт	0,45	0,031	0,067	0,21
Напряжение, В	27	10 500	10 600	7800
Ток, мкА	$6 \cdot 10^4$	15	90	250
Частота вращения ротора, об/мин	4500	1550	2700	4500
Момент, г·см	10	2	2,5	5,29
Потребляемая мощность, Вт	1,62	0,158	0,954	2
К. п. д., %	27	20	7	10
Диаметр, мм	25	65	65	58
Длина, мм	45	50	60	50
Масса, г	120	65	240	160
Активный материал	Электротехническая сталь	Воздух	Эпоксидный компаунд	Сегнетоэлектрик
Значение относительной диэлектрической проницаемости активного материала	200	1	5	50
Содержание металла, %:	98	46	11	17,5
стали	74	6	1,7	2,5
меди	24	0	0	0
диэлектрика	2	54	89	82,5
Удельная энергия, кДж/м	19,6	0,2(0,7)	0,48(0,8)	1,6
Срок службы, ч	800	—	—	—

большей чем у воздуха, например, пропилен — карбонатом с $\epsilon = 60$, то в этом случае $C_{RS} = C_{RR}$ и количество зарядов на электродах ротора будет в основном зависеть от емкости C_{RS} . Если же в качестве активного диэлектрика использовать сегнетоэлектрики с $\epsilon = 1000$, то число зарядов на электродах ротора будет зависеть в основном от емкости C_{RR} и при этом $C_{RR} \gg C_{RS}$.

Но если жидкие диэлектрики имеют максимальное значение ОДП в пределах 100, то ОДП сегнетоэлектриков может достигать значений $10^3 - 10^4$, что свидетельствует о преимуществе их использования. Кроме того, применение жидких диэлектриков увеличивает потери на трение между ротором и статором и ограничивает температурные пределы использования двигателя. Применения же сегнетоэлектрика в конструкции ротора не влияет на трение и не ограничивает температурный диапазон применения машины.

С целью проверки этого положения было изготовлено несколько моделей емкостных микроэлектродвигателей. При этом в первой модели ЕКД-4 мк активным диэлектриком служил воздух, т. е. среда с $\epsilon_2 = 1$. Во второй модели ЕКД-4 мкэ (примерно одинаковые габариты) активным диэлектриком ротора была эпоксидная смола с $\epsilon_2 = 3$. И в третьей модели ЕКД-4 мк-сэ в качестве активного диэлектрика ротора была применена специальная сегнетоэлектрическая смесь на основе эпоксидной смолы с $\epsilon_2 = 30 - 40$. Причем во второй и третьей моделях статор не менялся. Менялись лишь роторы. Результаты испытания двигателей представлены в табл. 1. Для сравнения, в таблице приведена техническая характеристика индуктивного микроэлектродвигателя ДПМ-25-Н₁/Н₂-02. Как видно из таблицы, удельная мощность емкостной машины значительно растет при возрастании ОДП ротора, что хорошо согласуется с вышесказанным.

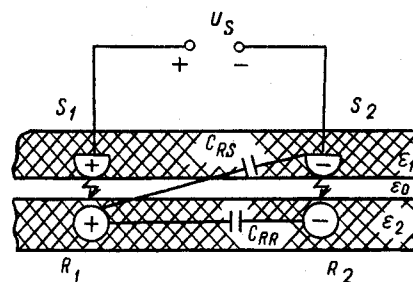


Рис. 1. Схема зарядки электродов ротора емкостного электродвигателя

Кроме того, была также составлена программа расчета двигателя на ЭВМ на языке «ПАСКАЛЬ», с помощью которой был ориентировочно рассчитан один из вариантов 18-полюсного емкостного электродвигателя с сегнетоэлектрическим эпоксидным компаундом, ОДП которого составляла около 30—40 (изготавливался по специальной технологии, разработанной совместно с канд. техн. наук А. Затулий).

Такой электродвигатель (модель ЕКД-4-сэ/ш-18) был изготовлен и испытан. Внешний вид его показан на рис. 2 в разобранном виде, а на рис. 3 для сравнения приведены общий вид ЕКД-4-сэ/ш-18 и подобного индуктивного двигателя. Корпус статора и подшипниковые щиты были изготовлены из оргстекла. Полюса статора изготовлялись из алюминиевых трубок, каждая из которых закреплялась специальным стяжным болтом, проходившим внутри трубки. Конструкционным диэлектриком статора служил парафин, которым заливались полюса статора на специальной оправке. Ротор двигателя представлял собой специальную шихтованную диэлектриком кон-

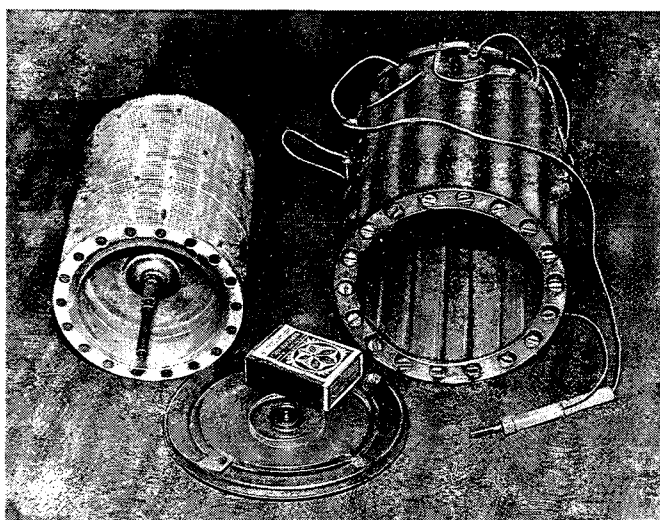


Рис. 2. Емкостный электродвигатель модели ЕКД-4-сэ/ш-18 в разобранном виде

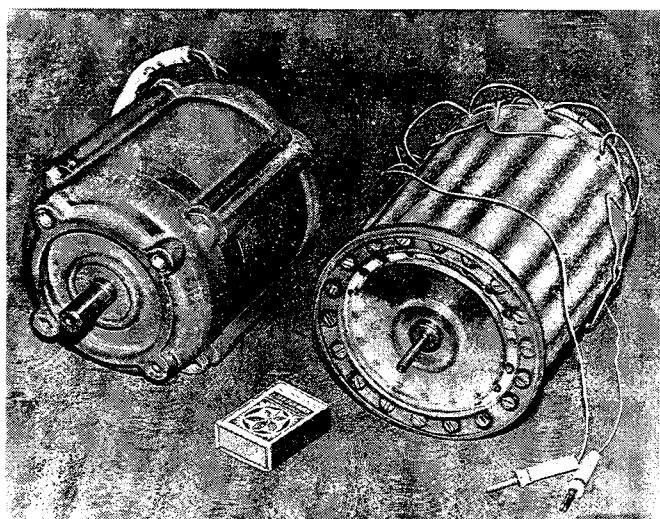


Рис. 3. Вид емкостного электродвигателя модели ЕКД-4-сэ/ш-18 и подобный индуктивный двигатель

струкцию, разработанную автором [10]. В полости между листами шихтовки запрессовывалась специальная диэлектрическая сегнетонаполненная смесь. Затем ротор протачивался под необходимый диаметр расточки статора с зазором около 0,3 мм.

Результаты испытаний двигателя приведены в табл. 2. Сравнивая их с результатами испытаний двигателя ЕКД-3 [2], можно видеть, что при одном и том же моменте и приблизительно равной частоте вращения потребляемая мощность двигателя ЕКД-4-сэ/т-18 ниже, а к.п.д. несколько выше. Однако габаритные размеры двигателя ЕКД-3 были: $d=260$ мм, длина корпуса статора 170 мм, в то время как у двигателя ЕКД-4-сэ/т-18 они составили $d=120$ мм, длина корпуса статора 165 мм, т. е. меньше почти в 2 раза. Особенно следует отметить снижение питающего напряжения в сред-

Таблица 2

I, A	$n, об/мин$	$U, кВ$	$M, г \cdot см$	$P_1, Вт$	$P_2, Вт$	$\eta, \%$
0,5·10 ⁻³	1000	7,0	20	3,5	0,21	6
	950	7,0	30	3,5	0,285	14
	900	7,0	40	3,5	0,36	10
	900	7,0	50	3,5	0,45	12
	900	7,2	60	3,6	0,54	11
	850	7,2	70	3,6	0,595	17
	850	7,2	80	3,6	0,6	17
	650	7,6	120	3,8	0,7	18
0,4·10 ⁻³	850	6,6	20	2,6	0,255	10
	750	6,9	30	2,8	0,255	8
	700	6,9	40	2,8	0,28	10
	650	7,0	50	2,8	0,325	12
	650	7,0	60	2,8	0,41	14
	600	7,1	70	2,8	0,42	15
	550	7,2	80	2,9	0,44	15
	600	7,1	90	2,8	0,54	19
	450	7,5	120	3,0	0,54	18
	450	7,7	140	3,1	0,63	20
	400	8,0	160	3,2	0,67	20
0,3·10 ⁻³	450	6,6	40	2,0	0,18	9
	425	6,8	60	2,0	0,255	12
	375	7,1	80	2,1	0,3	14
	350	7,4	100	2,2	0,35	15
	325	7,6	120	2,3	0,39	16
	275	8,0	140	2,4	0,39	16
	525	5,5	20	1,1	0,11	10
	350	6,0	40	1,2	0,14	12
0,2·10 ⁻³	250	6,4	60	1,3	0,15	11
	225	7,0	80	1,4	0,18	13
	225	7,0	100	1,4	0,225	15
	225	7,2	120	1,5	0,27	18
	175	7,6	140	1,5	0,245	16
0,1·10 ⁻³	225	5,7	20	0,6	0,05	8
	175	5,8	40	0,6	0,07	12
	150	6,2	60	0,6	0,09	15
	150	6,3	80	0,6	0,12	20
	120	6,7	100	0,7	0,12	17
	80	7,5	120	0,8	0,1	12

нем с 10—12 кВ для ЕКД-3, до 6—7 кВ для двигателя ЕКД-4-сэ/т-18. Это объясняется тем, что межполюсное расстояние в двигателе ЕКД-3 было 40 мм, а в ЕКД-4-сэ/т-18—15 мм, что также объясняет равенство их моментов.

Как видно из таблиц, к.п.д. двигателей невысокий. Причина этого, как удалось установить, заключается в следующем: ток двигателя полезно не используется, что резко снижает этот показатель. Как следует из принципа работы двигателя, рабочей емкостью здесь является емкость между электродом ротора и полюсом статора. Значение емкости между электродами ротора здесь необходимо как можно больше, чтобы накопить заряд на электродах. Но при перезарядке эти заряды, накопленные на электродах ротора, бесполярно разряжаются на сеть, что снижает к.п.д. машины, так как «работает» в ней только напряжение, уменьшаясь пропорционально увеличению емкости при рабочем ходе машины. Устранить этот

недостаток было предложено путем использования двойной коммутации, при которой электроды ротора при подходе к зарядным щеткам вначале разряжаются на специальные разрядные щетки, с помощью которых и специального выпрямителя заряды могут возвращаться в сеть, что значительно повышает к.п.д. электродвигателя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Челухин В. А. Емкостные электромеханические преобразователи. — Изв. вузов. Электротехника, 1985, № 6.
2. Челухин В. А. Экспериментальное исследование емкостного электродвигателя. — Электричество, 1990, № 3.
3. Jefimenko O. D. Electrostatic motors. — Star city: Electret Scientific Company, 1973.
4. Вольдек А. И. Электрические машины. — 3-е изд., перераб. — Л.: Энергия, 1978.
5. Полотовский Л. С. Емкостные машины постоянного тока высокого напряжения. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1960.
6. Hertz H. R. Über die Vertheilung der Electricität auf der Oberflache bewegter Leiter. — Ann. der Phys. und Chem., 1881, Bd XIII.
7. Шульман З. П., Носов В. М. Вращение непроводящих тел в электрических суспензиях / Под ред. О. Г. Мартыненко. — Минск: Наука и техника, 1985.
8. Dittrich W. Neue Generation elektrischer Maschinen mit HD-Fluiden. — ETZ, 1987, Bd 108, Heft 8.
9. Dittrich W. Zur Theorie und Empirie der Wechselstrom-Influenzmaschine. — ETZ Archiv., 1986, Bd 8, Heft 1.
10. А.с. № 1117802 (СССР). Ротор емкостного электродвигателя / Челухин В. А. — Опубл. Б. И., 1984, № 37.

[27.02.91]

К выбору класса напряжения ВЛ УВН
(статья Астафеева А. М. и Курносова А. И.,
«Электричество», 1990, № 6)
ШЕРЕНЦИС А. Н.

В обсуждаемой статье приведены результаты работы по обоснованию выбора класса напряжения электропередач УВН переменного тока путем оценки капитальных затрат на строительно-монтажную часть ВЛ.

Необходимо отметить, что определение затрат на строительно-монтажную часть ВЛ, отнесенных к 1 ГВт передаваемой мощности, не может служить в качестве критерия для обоснования выбора класса напряжения ВЛ УВН. Принятый в рассматриваемой статье критерий привел авторов к ошибочному выводу о том, что для ВЛ УВН независимо от длины экономически выгодно применять любое напряжение в диапазоне 1500—2200 кВ. Причем различие удельных затрат в этой области по их данным не превышает 5 %, что находится в пределах точности расчетов. Для каждого из классов напряжений натуральная мощность была выбрана авторами в следующих интервалах: от 6 до 20 ГВт для напряжения 1200 кВ; от 10 до 25 ГВт для 1500 кВ; от 15 до 30 ГВт для 1800 кВ; от 20 до 30 ГВт для 2200 кВ и от 25 до 30 ГВт для 2500 кВ. Следовательно, как указано в рассматриваемой статье, одну и ту же мощность экономически выгодно передавать в энергетическую систему по ВЛ разных классов напряжения одинаковой длины, которые отличаются количеством расщепленных проводов в фазах, стоимостью опор и изоляции. При такой постановке задачи, когда разные классы напряжения ВЛ УВН взаимозаменяемы, в большем диапазоне передаваемых мощностей исчезает область применения каждого класса напряжения.

Одно из основных положений методики технико-экономических расчетов электрических сетей состоит в том, что каждый класс напряжения должен иметь свою экономическую область применения, которая определяется в координатах длины ВЛ и передаваемой мощности, с учетом капитальных затрат, ежегодных расходов и срока окупаемости. Для ВЛ УВН необходимо также техническое обоснование практической возможности реализации нового класса напряжения, выполняемое на основании результатов исследований на экспериментальных установках. Выбор следующей, после 1200 кВ, ступени шкалы стандартных напряжений ограничивается прежде всего техническими возможностями и может быть обоснован только после окончания целого комплекса разнообразных исследований.

В программе этих исследований основными являются следующие вопросы:

исследование электрической прочности воздуха при больших изоляционных расстояниях на опорах;

исследование электрической прочности электрооборудования с элегазовой изоляцией и решение задач,

относящихся к разработке конструкций трансформаторов и аппаратов УВН;

разработка конструкций опор, проводов и изоляторов и определение тех областей, где современная технология ограничивает возможности реализации поставленных задач;

обоснование технически возможных и экономически целесообразных наибольших рабочих напряжений в диапазоне свыше 1200 кВ и установление факторов, имеющих основное значение для принятия окончательных решений при выборе основных параметров электропередач УВН.

В 1989—1990 гг. ввод новых энергетических мощностей сократился в СССР до самого низкого уровня за весь послевоенный период. В современных условиях, при полной неопределенности исходной информации прогноз роста установленной мощности ЕЭС не может быть сделан с достаточной степенью достоверности. Поэтому остается неясной и перспектива сооружения будущих ВЛ УВН. Можно только предположить, что изменяющаяся структура генерирующих мощностей, вызванная отказом от сооружения и расширения большего числа АЭС в Европейской части страны, потребует ускоренного сооружения новых и расширения действующих тепловых электростанций в ОЭС Сибири, Урала, Поволжья и усиления межсистемных связей Восток — Запад.

В настоящее время в нашей стране впервые в мировой практике начата эксплуатация первых участков электропередачи 1200 кВ Сибирь — Казахстан — Урал и продолжается сооружение ВЛ и подстанций этого класса напряжения. По целому ряду причин работы по сооружению электропередачи 1200 кВ выполняются со значительным отставанием от первоначально намеченных сроков.

Вполне вероятно, что современные ВЛ переменного тока напряжением 1200 кВ, с пропускной способностью 5—6 ГВт, в сочетании с несколькими электропередачами 1500 кВ постоянного тока, одна из которых уже сооружается, обеспечат в течение обозримого периода передачу электрической энергии из восточных в центральные районы страны.

Для уменьшения удельных затрат на передачу электрической энергии желательно, чтобы следующая ступень шкалы стандартных напряжений была в два раза больше, чем 750 кВ. С учетом всех приведенных выше соображений она может быть принята равной 1500—1600 кВ. Натуральная мощность ВЛ этого класса напряжения, естественно, должна быть повышена по сравнению с ВЛ 1200 кВ, но не более чем до 9—10 ГВт. Это ограничение вызвано тем, что при оценке перспек-

тивных значений натуральных мощностей следует учитывать необходимость обеспечения статической и динамической устойчивости мощных энергообъединений, в которых эксплуатируются ВЛ УВН. После аварии на одной из ВЛ УВН бесперебойное электроснабжение потребителей не должно быть нарушено. Поэтому не следует, как это предложено в обсуждаемой статье, доводить значения натуральных мощностей до 20—30 ГВт, что может привести при отключении ВЛ УВН к разделению ЕЭЭС со всеми вытекающими из этой аварии последствиями. Во всех случаях, когда это необходимо, в соответствии с общепринятой практикой должны сооружаться параллельные цепи. Следует также учитывать практические трудности сооружения ВЛ УВН, рассчитанных на натуральную мощность до 30 ГВт, которые потребуют очень сложных конструктивных решений.

Переходя непосредственно к содержанию обсуждаемой статьи, следует прежде всего уточнить предельное значение рабочего напряжения ВЛ переменного тока. После промышленного освоения электропередачи 1200 кВ, при переходе к новому классу напряжения необходимо в еще большей степени учитывать нелинейность зависимости 50 %-ных разрядных напряжений воздушных промежутков от расстояний между электродами. Это обстоятельство оказывает решающее влияние на выбор изоляционных расстояний и ограничивает до определенного предела возможности повышения рабочего напряжения ВЛ переменного тока. В обсуждаемой статье этот вопрос не рассматривается. Авторы без каких-либо оснований приняли предельное значение рабочего напряжения ВЛ переменного тока равным 2500 кВ.

Как известно, несимметричный воздушный промежуток между проводом и землей имеет наиболее низкую электрическую прочность по сравнению с остальными конфигурациями межэлектродных промежутков, соответствующих реальным условиям на ВЛ. Анализ результатов измерений, проведенных в различных лабораториях в стране и за рубежом при воздействии коммутационных импульсов с длинными и короткими фронтами, показал, что при расстоянии между проводом и землей 30 м дальнейшее увеличение размеров воздушного промежутка почти не приводит к повышению его электрической прочности. Следовательно, при разрядном напряжении 2800 кВ увеличение изоляционных расстояний на ВЛ уже не эффективно [1]. С учетом этого обстоятельства по известному 50 %-ному разрядному напряжению воздушного промежутка между проводом и землей можно рассчитать наибольшее рабочее напряжение ВЛ переменного тока. Результаты расчетов показали, что при условии ограничения коммутационных перенапряжений до практически реализуемого в настоящее время уровня 1,6—1,5 предельное значение рабочего напряжения ВЛ переменного тока не превысит 1700—1800 кВ.

В связи с рассматриваемым вопросом следует указать, что в [2] приведены данные о разрядных напряжениях воздушных промежутков между проводами и землей при различных, увеличенных по сравнению с общепринятыми, радиусах расщепленных фаз в диапазоне 0,6—2,0 м. По этим данным увеличение радиуса расщепления приводит к значительному повышению разрядного напряжения воздушного промежутка. Если учитывать влияние радиуса расщепления фазы, то предельное значение рабочего напряжения ВЛ УВН возрастет и будет соответствовать исходным данным по классам напряжения, приведенным в рассматриваемой статье. Однако для такого вывода нет достаточных оснований по нижеследующим причинам.

В связи с ограниченным объемом экспериментальных

данных авторы [2] экстраполировали разрядные напряжения воздушных промежутков между проводами и землей в сторону очень больших расстояний — от 11 до 29 м. Такая экстраполяция (на 18 м!) не может служить обоснованием для каких-либо выводов, а тем более для определения наибольшего рабочего напряжения ВЛ УВН. Описанный в [2] эффект влияния увеличения радиуса расщепленной фазы на возрастание электрической прочности воздушных промежутков не подтверждается результатами измерений, проведенных в США. По данным, приведенным в [3], замена расщепленной фазы диаметром 915 мм, состоящей из 12 проводов, фазой из двух проводов, расположенных на расстоянии 305 мм друг от друга, привела к снижению 50 %-ного разрядного напряжения воздушного промежутка между проводом и опорой примерно на 2 %, что находится в пределах точности измерений.

В процессе описанных в [4] измерений электрической прочности промежутков «провод — опора» при воздействии коммутационных импульсов положительной полярности с длинным фронтом и амплитудой более 2200 кВ возникали аномальные перекрытия между проводами и землей или соседними деревьями и другими находившимися вблизи опытного пролета объектами. Это явление также может ограничить предельное значение напряжения электропередач переменного тока и требует прежде всего разработки мероприятий, обеспечивающих максимально технически возможное снижение уровня ограничения коммутационных перенапряжений.

Возможности повышения рабочего напряжения ограничиваются не только пределом электрической прочности воздушной изоляции ВЛ, но и конструктивными затруднениями, возникающими при создании мощных трансформаторов, которые являются наиболее сложными и дорогостоящими элементами электрооборудования УВН.

В рассматриваемой статье для каждого из классов напряжения предусматривалась возможность применения нескольких вариантов конструкций расщепленных фаз, соответствующих перечисленным выше различным значениям натуральных мощностей. Следует отметить отсутствие проводов в фазах для перечисленных выше ВЛ разных классов напряжения. Применение в ряде случаев одинакового количества проводов в расщепленных фазах на всех ВЛ в диапазоне от 1200 до 2500 кВ не позволяет систематически использовать преимущества перехода к следующему классу напряжений, при котором должно происходить одновременное увеличение натуральной мощности и количества проводов в расщепленных фазах. Принятые авторами исходные данные привели не только, как отмечалось выше, к необоснованному завышению натуральных мощностей, но и соответственно к такому количеству проводов в расщепленных фазах, которое не применялось на практике и даже никогда не исследовалось на экспериментальных установках.

В процессе эксплуатации ВЛ часто наблюдаются усталостные повреждения проводов при вибрации, пляске и колебаниях проводов расщепленной фазы между распорками. С увеличением массы и количества расщепленных проводов вероятность их повреждения значительно возрастает. Увеличение количества проводов в расщепленной фазе приведет к возрастанию ветровых и гололедных нагрузок и соответственному увеличению массы опор. Поэтому при проектировании ВЛ СВН и УВН всегда предусматривают наиболее простые конструктивные решения, когда количество проводов в расщепленной фазе по мере возможности ограничивается, и, таким образом, создаются условия для повышения эксплуатационной надежности линии

и упрощения монтажа. В нашей стране на ВЛ 1200 кВ смонтированы расщепленные фазы 8 АС 330/43 и 8 АС 300/39 диаметром соответственно 25,2 и 24 мм. На экспериментальных участках 1000—1200 кВ за рубежом также в большинстве случаев расщепленные фазы состоят из 6—8 проводов, но значительно большего диаметра, который изменяется в пределах от 31 до 40 мм. Переход к следующему классу напряжения всегда сопровождается увеличением количества расщепленных проводов в фазах, обеспечивающим повышение пропускной способности ВЛ. В США для ВЛ 1500—1600 кВ рассматривалась целесообразность применения 12 и 16 проводов диаметром 36 мм в расщепленной фазе. В Канаде на экспериментальном участке проводились исследования расщепленных фаз с количеством проводов от 1 до 16 и диаметром от 23,5 до 77,2 мм [1]. Решение о целесообразности увеличения количества проводов в фазе должно приниматься на основании результатов технико-экономического сравнения и с учетом требуемой пропускной способности ВЛ УВН.

В обсуждаемой статье нет даже упоминания о методике выбора сечения проводов расщепленных фаз. Указано только, что для всех конструкций с разным числом составляющих был выбран провод АС 300/39. Параметры, приведенные в статье, позволили легко определить, что для всех ВЛ УВН принималась плотность тока, примерно равная 1 А/мм². Такое общепринятое решение, отвечающее действующим нормам для ВЛ более низких классов напряжения, вызвано необходимостью максимальной экономии цветного металла. В то же время увеличение плотности тока приводит к возрастанию потерь электрической энергии и максимума нагрузки в энергетической системе. В настоящее время сбережение энергоресурсов является долгосрочной программой, для реализации которой необходимо также рационально использовать ВЛ УВН. Следует учитывать, что ВЛ УВН рассчитаны на очень длительные сроки эксплуатации и в перспективе будут загружены до предела их пропускной способности. К этому времени дефицит цветного металла должен быть ликвидирован, так как это — конъюнктурное явление сегодняшнего дня, а необходимость в экономии топливных ресурсов будет постоянно возрастать. Снижение плотности тока до 0,5—0,6 А/мм² позволит более эффективно использовать преимущество ВЛ УВН перед ВЛ более низких классов напряжения, состоящее в уменьшении удельных потерь на нагрев проводов на единицу передаваемой мощности. Эта задача должна решаться в первую очередь путем применения допустимых в пределах ГОСТ проводов большего сечения и по мере необходимости увеличения их количества.

В случае применения рекомендуемых авторами опор с вантовой траверсой, не имеющих металлических частей между фазами, расстояние между последними по условиям координации изоляции можно сократить до 15,4 м. При этом натуральная мощность ВЛ 1200 кВ возрастает до 6,5 ГВт, т. е. на 18 %, а плотность тока будет равна 0,65 А/мм².

Как известно, выбор минимально допустимого расстояния между фазами производится с учетом необходимости выполнения следующих условий: предотвращение возможности возникновения коротких замыканий на ВЛ при сближении фаз в пролете во время колебаний проводов; обеспечение надежной работы ВЛ при воздействии коммутационных перенапряжений и при рабочем напряжении; ограничение коронного разряда и уменьшение радиопомех и акустического шума до нормированных значений.

В статье А. М. Астафеева и А. М. Курносова указано, что расстояние между фазами на ВЛ 1200—2500 кВ, как правило, определялись по первому из перечисленных

выше условий. Только в двух случаях для ВЛ 1200 кВ определяющим явилось второе условие, в соответствии с которым расстояние между фазами было принято равным 10 м. Не требуется каких-либо доказательств того, что при таком расстоянии между фазами ВЛ 1200 кВ нормально работать не будет.

Выбор минимально допустимых расстояний между фазами ВЛ УВН с учетом возможного сближения расщепленных фаз в пролете при их асинхронных качаниях под действием ветра, при сбросе гололеда и пляске проводов может быть произведен только на основании анализа опыта эксплуатации экспериментальных участков или действующих линий. Для ВЛ напряжением свыше 1200 кВ такие данные отсутствуют. Следует ожидать, что в результате неоправданного, как отмечалось выше, увеличения количества проводов и массы фаз и общего усложнения конструкций ВЛ УВН с параметрами, приведенными в обсуждаемой статье, амплитуды колебаний на этих линиях будут больше, чем на ВЛ 1200 кВ.

Обоснований принятых расстояний между фазами по условию их сближения в пролете авторы не привели. Очевидно, что эти расстояния получены на основании результатов расчетов, которые в некоторых случаях выполнялись с точностью до второго знака после запятой (30,29 м; 20,32 м!). Такие расчеты при отсутствии опыта эксплуатации нельзя признать достоверными. В связи с этим следует отметить, что эмпирическая формула, рекомендуемая в ПУЭ для определения расстояния между фазами по условию их сближения в пролете, приводит к заниженным результатам для ВЛ напряжением 750 кВ и выше

Все вопросы, относящиеся к выбору линейной изоляции ВЛ УВН, которая в значительной степени может оказать влияние на ограничение предельного рабочего напряжения, в обсуждаемой статье не рассматривались. Авторы указали только длины гирлянд для всех классов напряжения, без типов изоляторов, их разрушающих электромеханических нагрузок и числа параллельных цепей. Не был обоснован отказ от V-образной подвески гирлянд на том основании, что при этом в 2 раза увеличивается расход изоляторов и линейной арматуры. Перерасход изоляторов в случае применения V-образных гирлянд компенсируется следующими их преимуществами: расщепленная фаза не отклоняется при появлении бокового ветра; уменьшается расстояние между фазами и увеличивается натуральная мощность ВЛ при условии, что сокращение межфазных расстояний не ограничивает условия работы проводов в пролете и нормы по короне и радиопомехам; в ряде случаев может быть достигнуто снижение массы стальных опор башенного типа, так как жесткое закрепление проводов средней фазы часто обеспечивает наиболее экономичные решения; уменьшается ширина полосы отчуждения для прокладки трассы ВЛ; изоляторы V-образных гирлянд обладают повышенной (примерно на 15 %) электрической прочностью по сравнению с изоляторами в вертикальных гирляндах. Поэтому не следует категорически отказываться от применения V-образных гирлянд, которые получили широкое распространение на ВЛ СВН в США, Канаде и других странах. Этот вопрос должен решаться на основании результатов технико-экономического сравнения, что в значительной степени зависит от конструкции опоры, предназначенной для ВЛ УВН. В частности, во многих случаях оказывается целесообразным применение V-образных гирлянд только на средней фазе.

Все расчеты авторы выполнили для двух вариантов прохождения трассы ВЛ. В первом варианте предусматривалось, что трасса ВЛ проходит в средних условиях и подготавливается традиционно, а во втором

учитывалась специально подготовленная трасса, на которой в пределах ширины ВЛ произведена посадка деревьев высотой 5 м. Это мероприятие позволяет ограничить напряженность электрического поля и сократить минимальное допустимое расстояние от проводов ВЛ до земли, а следовательно, и высоту опор. Результаты измерений [2] показали, что при расстояниях между деревьями 6—8 м напряженность поля под проводами в междурядьях снижается на уровне земли в 2—3 раза по сравнению со случаем прохождения трассы ВЛ в полевых условиях.

Очевидно, что такое мероприятие для ВЛ УВН, длины которых измеряются тысячами километров, практически неосуществимо, так как потребует больших дополнительных расходов и значительного увеличения сроков сооружения линии. Значительно проще выполнить подвеску заземленных тросов под проводами ВЛ, но и это решение, из-за его дороговизны, рекомендуют применять только при переходах через шоссе и в аналогичных случаях. Следует также указать, что «Правилами охраны электрических сетей напряжением свыше 1000 вольт» запрещается в охранных зонах производить посадку деревьев и кустарников без согласия предприятий электрических сетей. Не вызывает сомнения, что эксплуатирующая организация не согласится на посадку даже низкорослых деревьев под проводами ВЛ. Прежде всего увеличится вероятность пожаров и, как следствие, аварийных отключений ВЛ УВН. Кроме того, значительно возрастут эксплуатационные расходы в связи с необходимостью во время обходов трассы производить обрезку деревьев, высота которых будет превышать 5 м.

Снижение напряженности электрического поля от ВЛ УВН на уровне земли не оказывает влияния на выбор сечения расщепленной фазы методом экономических интервалов, изоляционных расстояний на опоре и некоторых других параметров. Поэтому остаются непонятными причины, по которым табл. 1 и 2 рассматриваемой статьи отличаются не только по форме и содержанию, но и по количественным оценкам. Например, для чего понадобилось в зависимости от выбранного варианта трассы применять различное количество проводов в расщепленных фазах для одного и того же класса напряжения ВЛ УВН? Один и тот же параметр в табл. 1 и 2 получил не только различное наименование, но и отличается по абсолютному значению. В табл. 1 этот параметр назван «расстояние фаза — элемент опоры ВЛ», а в табл. 2 — «расстояние между осью фазы и опорой при ширине грани опоры 2—2,5 м». Таким образом, в табл. 1 приведены изоляционные расстояния между токоведущими и заземленными частями в свету, а в табл. 2 — от оси фазы. В табл. 1 перечислены нижеследующие значения изоляционных расстояний: для напряжения 1200 кВ — 5,1 м; 1500 кВ — 7,0 м; 1800 кВ — 8,6 м; 2200 кВ — 11,3 м; 2500 кВ — 13,5 м. Эти расстояния явно занижены и, кроме того, не соответствуют уровням ограничения коммутационных перенапряжений, приведенных в табл. 2. Например, для ВЛ 1200 кВ при уровне ограничения коммутационных перенапряжений 1,8 (табл. 2) расстояние между токоведущими и заземленными частями на опоре должно быть не менее 7,6 м, а не 5,1 м, как это указано и в примечании к табл. 1. В США рекомендуется на ВЛ 1200 кВ изоляционное расстояние «провод в окне опоры» принимать равным 7,4 м при уровне ограничения коммутационных перенапряжений 1,55 [1]. На опытном участке ВЛ 1500 кВ в штате Индиана (США) расстояние между токоведущими и заземленными частями на опоре принято равным 10,7 м при уровне ограничения коммутационных перенапряжений 1,6, что в 1,5 раза больше расстояния, указанного в табл. 1 [1].

В рассматриваемой статье для всех классов напряжения, кроме 2500 кВ, рекомендуется двухстоечная опора с вантовой траверсой, на которой провода всех трех фаз подвешены на стальных канатах, образующих три треугольника. Основным преимуществом этой опоры является меньшая масса всей конструкции и ее отдельных элементов, что упрощает сборку и доставку на трассу вертолетом. К недостаткам опоры с вантовой траверсой в числе прочих относится большое расстояние между анкерами для крепления оттяжек, требующее отчуждения значительной площади земли для сооружения ВЛ, а также повышенный расход стального каната. По указанным причинам применение опор с вантовой траверсой в сельскохозяйственных районах нецелесообразно. Во всех остальных случаях этот вопрос должен решаться на основании результатов технико-экономического сравнения.

В связи со всеми приведенными в настоящем отклике замечаниями нельзя согласиться с утверждением авторов о том, что в их статье «для каждой фазы каждого напряжения определена конструкция промежуточной опоры с оптимальными параметрами».

Выводы. 1. Решение новых технических задач в области электропередач УВН потребует продолжительного времени. Поэтому следует продолжать научно-исследовательские и проектные работы по созданию электропередач переменного тока напряжением свыше 1200 кВ несмотря на то, что в современных условиях и в ближайшей перспективе эта задача не является актуальной.

2. Выбор следующей ступени шкалы УВН, которая должна располагаться в диапазоне 1500—1800 кВ, может быть основан на результатах комплексного изучения всех вопросов, относящихся к этой проблеме, а не только на оценке капитальных затрат на строительно-монтажную часть ВЛ УВН. Прежде всего необходимо обоснование технической возможности решения этой задачи, а затем — технико-экономическое сопоставление вариантов.

3. Следует совершенствовать действующие и создавать новые испытательные стенды и экспериментальные участки, которые должны быть оборудованы необходимой техникой для полномасштабных испытаний электрооборудования и ВЛ напряжением 1500—1800 кВ.

4. Использование специально подготовленных трасс для снижения напряженности электрического поля ВЛ УВН, на которых производится посадка деревьев высотой 5 м, нецелесообразно, так как потребует больших дополнительных расходов и значительно усложнит эксплуатацию. Альтернативным решением является подвеска заземленных тросов под проводом ВЛ УВН, но и это предложение имеет ограниченную область применения из-за конструктивных сложностей и высокой стоимости дополнительных расходов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шеренцис А. Н. Линия электропередачи ультравысокого напряжения. — Итоги науки и техники. Электрические станции, сети и системы, 1982, т. 10.
2. Проектирование линий электропередачи сверхвысокого напряжения/Под ред. Г. Н. Александрова и Л. Л. Петерсона. — Л.: Энергоатомиздат, 1983.
3. Pokorny W. C., Flugum R. W. UNV tower insulation parameters determined by full scale testing. — IEEE Trans. on Power Appar. and Systems, 1975, vol. 94, N 2.
4. Lloyd K. J., Zaffanella Z. E. Switching impulse tests at project UHV — using long wave fronts. — IEEE Trans. on Power Appar. and Systems, 1981, vol. 100, N 2.

Решением секции «Электроэнергетика» Научного совета по проблеме «Развитие электроэнергетики и электротехники» бывшего ГКНТ СССР еще в 1984 г. было рекомендовано принять для дальнейших научно-исследовательских работ и проектных разработок в качестве следующей ступени после номинального напряжения 1150 кВ переменного тока напряжение 1800 кВ, а наибольшее рабочее напряжение — соответственно 1900 кВ.

Это решение было принято на основе обсуждения на секции результатов исследований, выполненных в институте Энергосетьпроект в XI пятилетке по заданиям научно-технической программы О. Ц. 003, с использованием материалов ЛПИ для проработки конструкций ВЛ. В том числе были использованы и основные данные, приведенные в обсуждаемой статье.

В 1985 г. Энергосетьпроект был выпущен технико-экономический доклад по электропередаче переменного тока для выдачи мощности Итатских ГРЭС в Европейскую часть СССР, в котором были также использованы выполненные в 1981—1984 гг. в СЗО ЭСП, ВЭИ им. В. И. Ленина, ЛПИ и СибНИИЭ работы по разработке конструктивно-строительной части линии и опытных образцов электрооборудования. Была сделана попытка уточнить сравнительные технико-экономические характеристики ЛЭП 1150 и 1800 кВ с учетом рассмотрения схемно-режимных вопросов на примере конкретной электропередачи Сибирь — Урал.

Ни исследования в ЭСП в 1985 г., ни более поздние исследования, проведенные ЭСП совместно с НИИПТ, не позволили обнаружить экономическую зону применения ЛЭП 1800 кВ. Был сделан вывод, что основным преимуществом ЛЭП 1800 кВ по сравнению с ЛЭП 1150 кВ является снижение расхода цветного и черного металла на 25—30 % при передаче мощности порядка 12—15 ГВт.

Следует отметить, что выбор напряжения 1800 кВ базировался на двух основных положениях, действовавших еще 5 лет назад.

Первое — в соответствии с предыдущим вариантом Энергетической программы, предполагалось на 2020 г. бурное развитие электрификации и рост потребности в электроэнергии до 5500 млрд. кВт·ч.

Второе — несмотря на намечавшееся широкое развитие электропередач 1150 кВ переменного тока и 1500 кВ постоянного тока, из-за многообразия масштабов и расстояний при передаче мощности и энергии найдется «ниша», в которой хотя бы для нескольких электропередач экономичным окажется применение напряжения 1800 кВ.

В связи с экономическим кризисом в народном хозяйстве и социально-экономическими и экологическими ограничениями на строительство различных типов электростанций, прежде всего АЭС, на этапе дальнейшего развития производительных сил страны, охватывающем период 30—40 лет, ожидаемый рост потребности в электроэнергии уже резко снизился. При этом вопросы размещения энергетического производства, в первую очередь АЭС и КЭС на угле, приобретают чрезвычайно важное значение.

При этом АЭС экологически необходимо и экономически целесообразно перемещать в районы, отдаленные от мест сосредоточения основных производительных сил и населения. Это требует значительного развития электрических связей, но обеспечивает экономии природных ресурсов в дефицитных районах и улучшает экологическую обстановку.

Ресурсы органического топлива размещены в основном в азиатской части страны, а производственные силы, главным образом (70—80 %), продолжают сосредотачиваться в европейских районах. В связи с этим

значительные потоки энергии должны направляться с востока на запад.

Выработка электроэнергии снизилась на 35—40 % по сравнению с предполагаемой. Из-за экологических трудностей уменьшилась суммарная мощность намечаемых к вводу АЭС в целом по стране и в обжитых районах Европейской части СССР — в частности.

Частичной альтернативой этому является увеличение мощности электростанций на органическом топливе и, возможно, ГЭС Сибири или создание кустов АЭС на севере Европейской части СССР.

В результате уменьшается мощность и количество возможных крупных электропередач. В настоящее время намечается всего 2—3 электропередачи длиной 1000—1500 км с пропускной способностью 12—20 ГВт от кустов АЭС, длиной 1300—1500 км и пропускной способностью 10—25 ГВт между ОЭС Сибири, Казахстана и Средней Азии и длиной 3500—4500 км — между ОЭС Сибири и Украины или Центра.

При этом следует иметь в виду, что для объединения ОЭС в настоящее время построены, строятся и проектируются ряд линий электропередачи 1150 кВ переменного тока и 1500 кВ постоянного тока. В настоящее время в связи с сокращением общего объема капитального строительства их сооружение резко замедлилось. Тем не менее, в начале следующего столетия можно ожидать, что в эксплуатации будут находиться электропередачи 1150 кВ Экибастуз — Барнаул — Итат — Канск — Братск, Экибастуз — Кокчетав — Кустанай — Челябинск — Уфа — Куйбышев — Балаково — Владимир, Экибастуз — Агадырь — Чиганак — Чимкент и 1500 кВ Экибастуз — Итат и Экибастуз — Урал — Центр. Правда, это не означает, что к тому времени эти электропередачи будут уже загружены на полную пропускную способность 5,0—6,0 ГВт. Причиной этого является прежде всего необходимость усиления пропускной способности сети за счет установки синхронных и статических компенсаторов как в самих ЛЭП 1150—1500 кВ, так и в разветвленной последовательно-параллельной сети 500 кВ. Кроме того, необходима разработка весьма сложной системы автоматического управления с использованием ЭВМ для управления режимами как самих электропередач, так и примыкающих к ним энергосистем в нормальных и аварийных режимах.

Только оснащение всей сложной сети 1150—1500—500 кВ управляемыми источниками компенсации реактивной мощности и создание системы автоматического управления режимами работы этой сети и примыкающих энергосистем позволит полностью реализовать ее пропускную способность порядка 10—12 ГВт по направлению Сибирь — Казахстан — Урал — Центр.

Следующим этапом — за период 2006—2020 гг. — развития системообразующей сети является увеличение пропускной способности этой сети в 2—2,5 раза и продолжение ее в Среднюю Азию.

В связи с этим были рассмотрены различные варианты схемы усиления основной сети.

Первый из рассматриваемых вариантов (I) усиления основной электрической сети носит традиционный характер и заключается в наращивании числа одноцепных электропередач. Так, при возрастании потоков мощности до 10—12 ГВт возможно сооружение двухцепных электропередач освоенного напряжения 1150 кВ с пропускной способностью на цепь 5—6 ГВт.

В качестве второй цепи во втором варианте (II) рассматривалась одноцепная ВЛ цепочечного типа напряжением 1150 кВ повышенной пропускной способности и натуральной мощностью 13,6 ГВт, с конструкцией фазы $24 \times AC$ — 300/39 с шагом расщепления 40 см, проходящая параллельно ВЛ 1150 кВ обычного исполнения.

В качестве второй цепи в третьем варианте (III) рассматривалась одноцепная ВЛ 1800 кВ цепочечного типа, имеющая натуральную мощность 15,4 ГВт с конструкцией фазы $16 \times AC - 300/39$ с шагом расщепления 40 см.

В качестве четвертого (IV) и пятого (V) вариантов рассматривались магистральные ВЛ повышенной пропускной способности на напряжения 1150 и 1800 кВ, осуществляющие прямую связь между подстанциями (ПС) Итатская и Челябинская, т. е. без промежуточных подстанций.

Входящая в рассмотрение шунтирующая сеть 500 кВ, параллельная ВЛ 1150 и 1800 кВ, во всех вариантах одинакова.

Связь между сетями 500 кВ и ВЛ 1150 и 1800 кВ осуществлялась для напряжения 1150 кВ — через автотрансформаторы 1150/500 кВ, 2 ГВ·А, для 1800 кВ — через АТ 1800/500 кВ, 6 ГВ·А.

Принципиальные схемы конечных и промежуточных подстанций, которые в дальнейшем учитывались в анализе технико-экономических показателей, были приняты с одним выключателем на присоединение.

Для компенсации зарядной мощности линий на ВЛ помимо статических тиристорных компенсаторов (СТК) устанавливались также и шунтирующие реакторы (ШР). Мощности трехфазных групп ШР были приняты равными: для 1150 кВ — 900 Мвар, для 1800 кВ — 2500 Мвар. Предполагается, что присоединение ШР к линии осуществляется через выключатели — отключатели или выключатели.

В рассматриваемых вариантах в качестве основного средства обеспечения устойчивости принимались СТК, которые устанавливались: на ВЛ 1150 кВ — на ПС Челябинская, Кустанайская, Кокчетавская и Барнаульская и в дефицитных по реактивной мощности узлах сети 500 кВ; на ВЛ 1800 кВ — на ПС Есиль, Целиноградская, Рубцовская, Омская, а также на ПС 500 кВ Челябинская.

Нормальные режимы электропередач должны удовлетворять предъявляемым к ним требованиям: обеспечивать необходимый 20 %-ный запас по статической устойчивости, не превышение допустимых уровней напряжения (наибольших рабочих) на всех подстанциях рассматриваемой сети (для 1150 кВ — не более 1200 кВ, для 1800 кВ — 1900 кВ), сток реактивной мощности в генераторы станций не должен превышать допустимые пределы и т. д.

В качестве нормальных режимов для исследуемых схем рассматривались режимы передачи в ОЭС Урала мощности 10 и 12 ГВт. Выбор таких передаваемых мощностей обусловлен планируемыми перетоками на перспективу до 2020 г. Рассматриваемые режимы ЛЭП удовлетворяют условию обеспечения статической устойчивости, для проверки чего были рассчитаны предельные режимы для каждого из рассматриваемых вариантов.

Основные результаты исследования режимов ЛЭП позволили сделать следующие выводы.

При прочих равных условиях наибольшим пределом по передаваемой мощности обладает II вариант (26,9 ГВт). Все остальные варианты дают примерно одинаковые, различающиеся менее чем на 2 %, пределы по передаваемой мощности — около 16 ГВт. Однако необходимо отметить, что путем использования СТК в реакторном режиме на ВЛ 1800 кВ в IV варианте можно существенно (на 40—50 %) повысить предел передаваемой мощности (предел повышается примерно на 4—5 % при отключении одного ШР 1800 кВ).

Следует отметить, что фактором, ограничивающим предел передаваемой мощности, является использование в III и V вариантах двойной трансформации с АТ 1800/500 кВ и 500/1150 кВ. Замена автотрансформато-

ров 1800/500 кВ на АТ 1800/1150 кВ на всех подстанциях на 2—3 ГВт повышает пропускную способность ЛЭП 1800 кВ в этих вариантах и, соответственно, улучшает их технико-экономические показатели.

В I варианте вследствие однородности цепей 1150 кВ передаваемая ОЭС Урала мощность распределяется поровну между цепями. Во II варианте распределение мощностей по цепям ВЛ 1150 кВ происходит следующим образом: 30 % передается по ВЛ 1150 кВ обычного исполнения, 70 % — по ВЛ 1150 кВ с расширенной фазой. Для III варианта распределение мощностей составит: 80 % — по цепочечной ВЛ 1800 кВ, 20 % — по ВЛ 1150 кВ обычного исполнения. При рассмотрении вариантов с прямой связью между ОЭС Сибири и ОЭС Урала оказалось, что в IV варианте по ВЛ 1150 кВ с расширенной фазой передается 90 % передаваемой мощности, при этом практически незагруженными оказываются ВЛ 1150 кВ обычного исполнения ЭГРЭС-2 — ПП — Барнаул — Итат; в V варианте по ВЛ 1800 кВ передается около 80 % мощности (из-за АТ 1800/500 кВ), а наименее загруженными оказываются те же ВЛ 1150 кВ, как и в IV варианте.

Наилучшими показателями с точки зрения нагрузочных потерь активной мощности в сети 1150—1800 кВ обладает V вариант: при передаче мощности 12 ГВт суммарные потери в сети 1150 и 1800 кВ составляют 224,6 МВт. Несколько худшими показателями по суммарным потерям активной мощности по сравнению с V обладает IV вариант (273,9 МВт). Далее по возрастающей идут III и II варианты (соответственно 617,9 и 800,1 МВт). Самыми худшими показателями по потерям активной мощности в сети высшего напряжения при передаче мощности 12 ГВт обладает I вариант: 1968,4 МВт.

Для выполнения условия по стоку реактивной мощности в системы на отправной ПС Итатская во всех вариантах схем при передаче 10 ГВт и во всех вариантах, кроме I, при передаче 12 ГВт необходима установка компенсирующих устройств. Для II варианта при передаче мощности менее 15 ГВт не выполняется условие по стоку реактивной мощности в ЭГРЭС-3.

Резюмируя вышесказанное, можно кратко охарактеризовать варианты следующим образом:

по пределу передаваемой мощности лучшим оказался II вариант;

по потерям активной мощности в сети высшего напряжения лучшим оказался V вариант, худшим — I;

наибольшая мощность СТК требуется в I варианте;

по стоку реактивной мощности лишь для II варианта при передаче мощности менее 15 ГВт не выполняется условие для ЭГРЭС-3.

Ввиду невозможности сделать однозначный выбор в пользу одного и рассматриваемых вариантов для них было проведено детальное технико-экономическое сопоставление.

Необходимым условием выбора изоляции ВЛ любого типа является обеспечение ее надежности работы при длительном воздействии максимального рабочего напряжения.

Методика выбора изоляции трансформаторного и реакторного оборудования и координации ее с уровнем воздействующих перенапряжений изложена в работах ВЭИ, где показано, что для изоляции оборудования напряжением 1800 кВ, выбранной по рабочему напряжению с учетом прогресса в повышении рабочих напряженностей поля в среднем до 55 кВ/см, требуемый уровень ограничения грозových перенапряжений составляет примерно $1,65 U_{\phi}$. Необходимо отметить, что окисноцинковые ограничители перенапряжений с таким защитным уровнем при грозových воздействиях имеют защитный уровень при коммутационных перенапряже-

ниях порядка $1,4—1,5U_{\phi}$ в зависимости от расчетного тока.

В ЛЭП УВН при ограничении перенапряжений до уровня $1,6U_{\phi}$ система защиты с минимумом защитных мероприятий должна дополнительно включать в себя:

быстродействующий выключатель с временем включения не более 0,02 с, установленный параллельно рабочему выключателю шунтирующего реактора;

надежную систему управления переводом СТК из режима выдачи в режим потребления реактивной мощности;

оснащение линейных выключателей демпфирующими сопротивлениями или установку ограничителей перенапряжений (ОПН) в промежуточных пунктах ВЛ.

Анализ коммутационных перенапряжений в ЛЭП 1800 кВ длиной 500 и 700 км показал, что ОПН с защитным уровнем $1,4—1,5 U_{\phi}$ при всех расчетных коммутациях (плановые включения ВЛ, включение фазы в цикле ОАПВ и отключение ВЛ в режиме асинхронного хода) не обеспечивают защиты линейной изоляции в средней зоне линии, где коммутационные перенапряжения достигают: при отключении ВЛ в режиме асинхронного хода — $1,6 U_{\phi}$; при плановом включении — $1,7—1,8 U_{\phi}$, а при включении фазы в цикле ОАПВ — $1,8—2,0 U_{\phi}$. Для ограничения перенапряжений в средней зоне до уровня $1,5 U_{\phi}$ необходима установка нелинейных ОПН не менее, чем в двух промежуточных пунктах линии. Ограничение перенапряжений достигается оснащением линейных выключателей демпфирующими сопротивлениями: при включении ВЛ его оптимальное значение близко к волновому сопротивлению ВЛ, длительность включения — около 15 мс; при отключениях ВЛ оптимальное значение шунтирующего сопротивления составляет около трех волновых сопротивлений.

В ЛЭП коммутационные перенапряжения эффективно ограничиваются применением нелинейных ОПН, которые устанавливаются в конечных пунктах линии.

Технико-экономическое сопоставление рассматриваемых вариантов ЛЭП основывается на определении удельных приведенных затрат на передачу одного кВт·ч электроэнергии в каждом из вариантов.

При сравнении варианта с цепочечной связью между ПС Итатская и ПС Челябинская по двухцепной ВЛ обычного исполнения (I) с вариантами с цепочечной же связью, но с использованием параллельно ВЛ 1150 кВ обычного исполнения с расширенной фазой (II) и ВЛ 1800 кВ (III), худшими экономическими показателями обладает III вариант. Это объясняется значительными капиталовложениями в ПС 1800 кВ. Для рассматриваемых передаваемых мощностей капиталовложения в ПС 1800 кВ превышают аналогичные показатели для ПС 1150 кВ на 60—80 %, причем значительную долю их составляют капиталовложения в СТК, АТ 1800/500 кВ и постоянные затраты. Кроме того, III вариант связан с наибольшими потерями в ПС: они превышают потери в I и во II вариантах в среднем в 2—2,5 раза.

По сравнению с I вариантом II вариант требует более высоких капиталовложений в ПС, что обуславливается необходимостью в большей мощности СТК в режимах II варианта. Однако нагрузочные потери в I варианте в среднем в 2,3 раза превышают нагрузочные потери II варианта.

При сравнении вариантов, в которых кроме одной цепи ВЛ 1150 кВ обычного исполнения для прямой связи между ПС Итатская и ПС Челябинская использовалась ВЛ 1150 кВ с расширенной фазой (IV) и ВЛ 1800 кВ (V) выяснилось, что V вариант требует более высоких капитальных вложений (в среднем на 19 %), обусловленных затратами на АТ 1800/500 кВ, ШР 1800 кВ, СТК и постоянными затратами. Капитальные

вложения в ВЛ при обоих вариантах различаются незначительно (менее чем на 1 %). Нагрузочные потери при IV варианте выше, чем в V варианте, примерно на 21 %. Потери в подстанциях выше у V варианта (примерно на 25 %).

Резюмируя вышесказанное, а также проводя совместный анализ всех вариантов, можно сказать, что при передаваемых в ОЭС Урала мощностях менее 10 ГВт наиболее экономичным является вариант с цепочечной связью по двухцепной ВЛ 1150 кВ обычного исполнения (I вариант). При передаваемых мощностях свыше 10 ГВт наиболее предпочтительным становится вариант, в котором параллельно одной цепи ВЛ 1150 кВ обычного исполнения рассматривается ВЛ 1150 кВ с расширенной фазой для прямой связи между ПС Итатская и ПС Челябинская.

Особое внимание следует обратить, что в перспективе требования к ВЛ будут утяжеляться в части допустимой напряженности электрического поля под ВЛ и вблизи нее. Последнее прежде всего обусловлено изменением социально-экономических условий в стране, а также научно-техническим прогрессом в области использования микроЭВМ для сельскохозяйственной техники и на транспорте.

Изменение социально-экономических условий связано с широким применением арендного и семейного подряда, а также частного землевладения в сельском хозяйстве, которое начинается в настоящее время. При этом сокращаются размеры земельных участков, на которых выполняются сельскохозяйственные работы одной, к тому же небольшой, группы людей, что, как показывает опыт Болгарии и Польши, требует снижения допустимой напряженности поля по крайней мере до 10 кВ/м. Кроме того, при такой напряженности не требуется принимать дополнительные меры для заземления сельскохозяйственных машин и механизмов. За это же высказываются большинство стран, где имеются линии СВН.

При этом сохраняются требования исключения работы детей и подростков в санитарной зоне ВЛ, однако резко снижается с учетом колебаний стрелы провеса опасность поражения стекающим током случайных нарушителей этого запрета.

За рубежом уже в настоящее время на автомашинах широко применяются микроЭВМ и на конец века прогнозируется еще более широкое их использование, с более совершенным способом отображения информации, например, на лобовом стекле. Аналогичное положение имеет место и для сельскохозяйственной техники, в частности, для тракторов и комбайнов.

Аналогичное использование микроЭВМ намечается и у нас. Например, некоторые модификации комбайна Дон-1500 будут выпускаться с микроЭВМ. Еще больше микроэлектронная техника будет использоваться при прогулках и отдыхе. Однако все это требует снижения напряженности поля под ВЛ, чтобы исключить его мешающее влияние. Для этого необходимо на переходах через автодороги снизить напряженность поля до 5 кВ/м (как уже делается в Западной Европе) и до 3 кВ/м — в населенной местности (как в Японии).

Следует отметить, что такое снижение напряженности поля при использовании традиционных конструкций ВЛ потребует увеличения их стоимости на 5—8 %.

Так как ЛЭП 1800 кВ конкурируют с ЛЭП 1150 кВ, то трансформация мощности в них должна производиться с 1800 на 500 кВ, что требует создания ОРУ или КРУЭ на большие номинальные токи или использования по концам ЛЭП нескольких рассредоточенных подстанций.

ЛЭП 1500 кВ постоянного тока имеют ряд преимуществ по сравнению с ЛЭП 1800 кВ, в частности в области экологического влияния, трансформации

мощности и др. Однако детальные технико-экономические сравнения этих электропередач не проводились.

В настоящее время представляется, что для создания ЛЭП 1800 кВ переменного тока нет непреодолимых трудностей, так как при этом могут использоваться усовершенствованные, известные либо у нас, либо за рубежом технические решения.

Однако технико-экономическая целесообразность этого не является очевидной, тем более в связи с развитием сети 1150 кВ переменного и 1500 кВ постоянного тока, а также ужесточения экологических требований.

Следует отказаться от параллельных исследований и разработки электропередач 1500 кВ постоянного тока

и 1800 кВ переменного тока, что, как показал опыт такой же работы по ЛЭП 1150 кВ переменного и 1500 кВ постоянного тока, обречено на неудачу. Первую мы более или менее успешно создали и осваиваем, а вторую — все еще не можем закончить. Мы не можем конкурировать со всем миром — не хватает ни человеческих, ни материальных, ни финансовых ресурсов для разработки всех типов ЛЭП, и особенно ее оборудования. Ведь для канадских и американских ЛЭП 735—765 кВ оборудование разрабатывал ряд стран, а мы все сами. И для 1150 кВ сами. Похвально, но очень трудно и больше недопустимо. Необходимо по одежке протягивать ножки.

УДК 621.3.024.530.12

Возможно ли возбуждение ЭДС в контуре без изменения в нем магнитного поля?

МОГИЛЬНИКОВ В. С., ОЛЕЙНИКОВ А. М.

Севастополь

Ответ на поставленный вопрос, казалось бы, очевиден и следует из закона электромагнитной индукции или из уравнения Максвелла

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (1)$$

утверждающих, что при неизменных магнитном поле или потокоцеплении возбуждение вихревого поля невозможно.

Однако основные законы электродинамики (закон Ампера о взаимодействии токов и закон электромагнитной индукции) могут быть получены без привлечения понятия о магнитном поле, исходя только из закона Кулона и положений теории относительности при расчете сил между движущимися зарядами [1, 2]. Таким образом, нет оснований снимать поставленный вопрос.

Вихревое электрическое поле возбуждается всеми зарядами контура, движущимися как с ускорением \vec{a} , так и равномерно со скоростью \vec{v} :

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -q \frac{\mu_0}{4\pi} \left[\frac{\vec{a} \times \vec{r}}{r^3} + 3 \frac{\vec{v} \times \vec{r}(\vec{r} \cdot \vec{v})}{r^5} \right]. \quad (2)$$

Первая часть (2) получается непосредственно из закона Био—Савара

$$\Delta \vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\vec{dl} \times \vec{r}}{r^3} I, \quad (3)$$

если учесть, что

$$I = \rho s \vec{v}, \quad \vec{dl} = \Delta q \vec{v}, \quad \vec{a} = \frac{d\vec{v}}{dt}.$$

Вторая часть вытекает из [3, формула (38.8)], где рассматривается поле равномерно движущегося заряда как пример применения преобразований теории относительности.

Для иллюстрации формулы (2) на рис. 1 представлены элементы контуров с переменным и постоянным токами. Элемент переменного тока $i \vec{dl}$ (рис. 1, а) создает в контуре K переменное магнитное поле и на основании (1) — вихревое электрическое поле. Заряды элемента $i \vec{dl}$ движутся со скоростью \vec{v} и ускорением \vec{a} , поэтому создаваемое ими вихревое поле может быть найдено по (2). Равным образом вихревое электрическое поле возбуждается также зарядами контура с постоянным током (рис. 1, б), движущимися как равномерно (на прямолинейном участке контура), так и с ускорением (на искривлении проводника или на участках с переменным сечением). Все заряды неподвижного контура с постоянным током генерируют вихревые электрические поля, и только в сумме эти поля компенсируют друг друга.

Первая часть формулы (2) представляет собой полный дифференциал, ее можно представить в следующем виде [4]:

$$\operatorname{rot} \vec{E} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_a^b d \frac{\vec{v} \times \vec{r}}{r^3}, \quad (4)$$

где интегрирование ведется по участку контура от точки a до точки b . Для замкнутого контура

$$\operatorname{rot} \vec{E} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint d \frac{\vec{v} \times \vec{r}}{r^3} = 0. \quad (5)$$

Утверждение, что вихревое электрическое поле неподвижного контура с постоянным током равно нулю — не ново. Новым является возможность постановки такого вопроса: нельзя ли нарушить взаимную компенсацию вихревых полей движущихся зарядов различных элементов контура?

Уравнение (5), утверждающее, что вихревое поле неподвижного контура с постоянным током равно нулю, получено в рамках уравнений Максвелла. Следовательно, нарушение компенсации может произойти только в том случае, если выйти из рамок классической электродинамики, т. е. если внести в контур элементы иной, например квантовой, природы.

В качестве примера на рис. 2 представлена часть контура с рекомбинацией зарядов разных знаков. В нижнем от точки O участке контура ток образуется положительными носителями. Заряд в точке A , двигаясь со скоростью \vec{v} , создает в контуре K переменное магнитное поле и генерирует ЭДС E_A , направление которой показано стрелкой. В верхнем участке контура ток образуется отрицательными носителями. При этом же направлении тока отрицательный заряд движется вниз. Его магнитное поле в контуре K совпадает по направлению с полем положительного заряда; возрастая, как и поле положительного заряда, со временем. Поэтому отрицательные заряды генерируют в контуре K ЭДС E_B того же знака, что и ЭДС E_A . Результирующая ЭДС в контуре K оказывается не равной нулю.

Однако ранее утверждалось, что нарушение взаимной компенсации вихревых электрических полей, создаваемых всеми зарядами контура с постоянным током, возможно только в том случае, если выйти за пределы уравнений Максвелла, чего не сделано. Дело в том, что не учтено еще вихревое поле, создаваемое зарядами при их торможении в процессе рекомбинации. Если считать, что конечная скорость зарядов в точке O равна нулю, то и результирующая ЭДС станет равной нулю. Это следует из (4):

$$\text{rot } \vec{E} = \frac{\mu_0}{4\pi} I \int_0^\infty d \frac{\vec{v} \times \vec{r}}{r^3} = \frac{\mu_0}{4\pi} I \left[\frac{\vec{v} \times \vec{r}}{r^3} - \frac{\vec{v}_0 \times \vec{r}_0}{r_0^3} \right] = 0. \quad (6)$$

Первый член этого уравнения равен нулю вследствие большого значения r (проводник бесконечно длинный), а второй — потому, что $\vec{v}_0 = 0$. Это же относится и к нижнему проводнику.

Итак, ставится главный вопрос. Если в точке O происходит рекомбинация зарядов — электрона и протона — в неподвижный атом водорода, то можно ли считать, что происходит обычное торможение зарядов и принимать известный закон электромагнитной индукции?

Если считать, что при рекомбинации происходит обычное торможение зарядов, то какой-либо раскомпенсации вихревых электрических полей не происходит, и верно утверждение (5).

Если же считать, что при сближении зарядов начинают действовать квантовые законы и при определенной скорости \vec{v}_0 заряд как бы исчезает для классической электродинамики, то компенсация полей становится не полной. Из контура выпадает один элемент. Вблизи контура с постоянным током в этом случае возбуждается вихревое электрическое поле. Оно находится из (6):

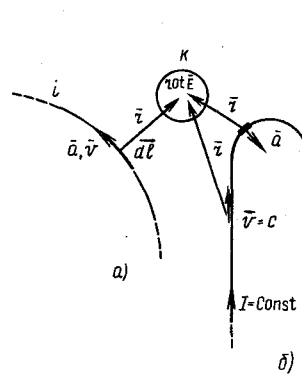


Рис. 1

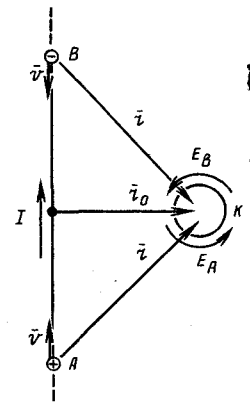


Рис. 2

$$\text{rot } \vec{E} = - \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{\vec{v}_0 \times \vec{r}_0}{r_0^3}. \quad (7)$$

Знак заряда, который входит в ток I , предполагается положительным. Интегрирование (6) необходимо вести в направлении тока.

Можно предположить, что приток энергии к контуру K (рис. 2) в этом случае будет скомпенсирован изменением энергии кванта при рекомбинации, что обеспечивает выполнение закона сохранения энергии.

Необходимо обратить внимание на то, что в формулу (2) скорость заряда входит в квадрате, таким образом, знак $\text{rot } \vec{E}$ не зависит ни от направления тока, ни от знака движущегося заряда.

Подчеркнем, что основной вопрос только ставится и предлагается для решения.

Авторами предпринималась опытная проверка предполагаемого поля. В качестве проводника с положительным носителем тока был использован раствор соляной кислоты, в котором подвижность положительных зарядов больше, чем отрицательных. При токе 40 А в контрольной катушке K ожидалась расчетная ЭДС $E = 10^{-7}$ В. Опытная ЭДС приближалась близко к этому значению, но устойчивому проведению опыта мешал быстрый нагрев ванны с электролитом.

Природным генератором обсуждаемого вихревого поля может быть молния с положительными носителями тока, у которой велики и ток, и скорость движения заряда. Если предполагаемое явление верно, то при измерении процессов в молнии индукционным способом в ЭДС катушки будет наводиться постоянная составляющая, обусловленная квадратичной зависимостью $\text{rot } \vec{E}$ от скорости заряда.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Alsina F. La electrotecnica como consecuencia relativista.— Ciencia y Tecnica. Buenos Aires, 1964, vol. 133, N 671.
2. Могильников В. С. Следствия теории относительности в электротехнике.— Теоретическая электротехника. Межреспубликанский сборник. Львов, 1976, вып. 21.
3. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Теоретическая физика, т. 2.— М.: Физматгиз, 1962.
4. Могильников В. С., Прусов В. М. Электрическое поле контура с постоянным током.— Теоретическая электротехника. Межреспубликанский сборник. Львов, 1974, вып. 17.

О статье В. С. Могильникова, А. М. Олейникова «Возможно ли возбуждение ЭДС в контуре без изменения в нем магнитного поля?»

АБРАМКИН Ю. В.

С предложенными предварительными результатами решения поставленной авторами проблемы не представляется возможным согласиться, в частности, и по той причине, что в качестве инструмента исследований они применили оригинальную и вместе с тем глубоко ошибочную математическую модель нестационарного электромагнитного поля, в которой второе уравнение Максвелла рекомендуется применять в следующем виде (в соответствии с принятыми в рецензируемой статье обозначениями):

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -q \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \frac{\bar{a} \times \bar{r}}{r^3} + 3 \frac{\bar{v} \times \bar{r}(\bar{v} \cdot \bar{r})}{r^5} \right\}. \quad (1)$$

По мнению авторов рецензируемой и ранее опубликованной работы [1], уравнение (1) эквивалентно общеизвестному второму уравнению Максвелла

$$\operatorname{rot} \bar{E} = - \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad (2)$$

и является таким образом модифицированной формой записи последнего уравнения. С таким утверждением согласиться, однако, нельзя. Появление формулы (1), как показывает ниже приведенный анализ, обусловливается ошибочным подходом авторов [1] к вычислению правой части $\left(-\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}\right)$ уравнения Максвелла (2), который проявляется в своеобразной и вместе с тем явно ошибочной реализации для этой цели закона Био-Савара.

Так, при вычислении в соответствии с (2) вихрей электрического поля, возбуждаемого переменным магнитным¹ полем вследствие протекания переменного тока i по некоторому линейному контуру l , авторы почему-то избегают непосредственного применения закона Био-Савара при вычислении производной и предлагают вместо очевидного расчетного выражения

$$-\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = -\frac{\mu_0}{4\pi} \left(\frac{\partial i}{\partial t} \right) \oint \frac{\bar{dl} \times \bar{r}}{r^3}, \quad (3)$$

где $\bar{r} = \bar{q}_x(x-\xi) + \bar{q}_y(y-\eta) + \bar{q}_z(z-\varepsilon)$, иное (см. далее), основанное на предварительной модификации закона Био-Савара. Однако с рекомендуемой модификацией элементарного закона Био-Савара согласиться не представляется возможным, поскольку в измененном виде предлагаемая форма записи этого закона [см. далее 8)] становится не адекватной оригиналу:

$$d\bar{B} = \left(\frac{\mu_0}{4\pi} \right) i \frac{\bar{dl} \times \bar{r}}{r^3}. \quad (4)$$

В таком выводе нетрудно убедиться, проследив весь процесс «трансформации» уравнения (4), основанный на ошибочной посылке авторов, вытекающей из предложенного ими не имеющего физического смысла уравнения

$$i d\bar{l} = dq \bar{v}, \quad (5)$$

где, по мнению авторов, \bar{v} — скорость движения электрических зарядов. Уравнение (5) получается из нижеприведенного выражения

$$i d\bar{l} = (dq/dt) d\bar{l}, \quad (6)$$

если только отнести в нем операцию дифференцирования по времени «произвольно» к элементу-вектору $d\bar{l}$

$$i d\bar{l} = \left(\frac{dq}{dt} \right) d\bar{l} = dq \frac{d\bar{l}}{dt}, \quad (7)$$

равный нулю член $\left(\frac{d\bar{l}}{dt} \right)$ обозначить символом \bar{v} и приписать ему смысл скорости движения электрического заряда dq .

«Преобразованный» указанным образом элементарный закон Био-Савара имеет следующий вид:

$$d\bar{B}_v = \frac{\mu_0}{4\pi} dq_v \frac{\bar{v} \times \bar{r}}{r^3}, \quad (8)$$

где индекс v указывает на то, что речь идет о магнитном поле, обусловленном v -м элементом с зарядом dq_v рассматриваемого контура с током i .

Результирующее магнитное поле в точке наблюдения с координатами x, y, z определяется затем из уравнения

$$\begin{aligned} \bar{B}(x, y, z, t) &= \lim \sum_v d\bar{B}_v = \lim \sum_v \left(\frac{\mu_0}{4\pi} \right) dq_v \frac{\bar{v} \times \bar{r}}{r^3} = \\ &= q \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\bar{v} \times \bar{r}}{r^3}, \end{aligned} \quad (9)$$

которое, разумеется, ни в коей мере не адекватно правильному уравнению для вычисления индукции $\bar{B}(x, y, z)$:

$$\bar{B}(x, y, z, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} i \oint \frac{d\bar{l} \times \bar{r}}{r^3}, \quad (10)$$

полученному исходя из применения закона Био-Савара.

Весьма своеобразно учитывается авторами и изменение во времени магнитной индукции \bar{B} (9). Зависящими от времени физическими величинами в правой части (9) предлагается рассматривать \bar{v}, \bar{r}, r^3 , т. е. функциональный множитель $(\bar{v} \times \bar{r})/r^3$. Исходя из такой трактовки правой части (9) нетрудно «обосновать» теперь и правую часть (1). Действительно, вычислим производную $(-\partial \bar{B}/\partial t)$, учитывая (9) и вышесказанное. Получим в итоге

¹ При допущении квазистационарности магнитного поля.

$$-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -q \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\partial}{\partial t} \left\{ \frac{\vec{v} \times \vec{r}}{r^3} \right\} = -q \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} \times \frac{\vec{r}}{r^3} + \vec{v} \times \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\vec{r}}{r^3} \right) \right\} = -q \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \frac{\vec{a} \times \vec{r}}{r^3} + \frac{\vec{v} \times \frac{\partial \vec{r}}{\partial t}}{r^3} + \vec{v} \times \vec{r} \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{r^3} \right) \right\} = -q \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \frac{\vec{a} \times \vec{r}}{r^3} + 3 \frac{\vec{v} \times \vec{r} (\vec{v} \vec{r})}{r^5} \right\},$$

где учтено, что

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{r^3} \right) = -3r^{-4} \frac{\partial r}{\partial t} = -3r^{-4} \left(\frac{1}{2} \frac{\partial (\vec{r} \vec{r})}{\partial t} \right) = -3 \frac{(\vec{v} \vec{r})}{r^5},$$

и введено обозначение \vec{a} для ускорения $\partial \vec{v} / \partial t$.

Таким образом, исходя из модифицированного (предложенного авторами обсуждаемой статьи) закона Био-Савара можно, как показывает анализ, «обосновать» оба функциональных слагаемых в правой части (1), а не только первое из них $\left(-q \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\vec{a} \times \vec{r}}{r^3} \right)$, как утверждают авторы (1)

Дополнительный несложный анализ правой части (1) еще более усиливает очевидный, вытекающий из вышеизложенного вывод о физической несостоятельности этой формулы в целом.

Действительно, в левой части (1) имеем векторную функцию — вихрь вектора электрической напряженности, зависящий от пространственных координат точки наблюдения x, y, z . В правой части того же уравнения — векторные и скалярные функции r, r^3 , зависящие не только от координат точки наблюдения x, y, z , но и от координат ξ, η, ϵ отдельных токовых элементов рассматриваемого контура с током i .

Нетрудно также убедиться в обоснованности утверждений авторов обсуждаемой статьи о том, что происхождение второго члена в правой части (1)

$$-q \frac{\mu_0}{4\pi} 3 \frac{\vec{v} \times (\vec{v} \vec{r})}{r^5} \quad (11)$$

связано с формулой (38.8) для электрической напряженности из [2], где в § 38 рассматривается электрическое поле, генерируемое в пространстве равномерно движущимся в нем со скоростью $v = q_x v = \text{const}$ электрическим зарядом q . В этом убеждает приводимый ниже краткий анализ полученного в [2] решения рассматриваемой там задачи. Применительно к системе СИ полученные в [2] расчетные выражения для скалярного и векторного потенциалов будут иметь следующий вид² (см. также рис. 1, а):

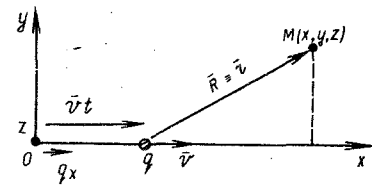
$$\varphi = q / (4\pi\epsilon_0 R^*); \quad (12)$$

$$\vec{A} = q\vec{v} / (4\pi\epsilon_0 c^2 R^*), \quad (13)$$

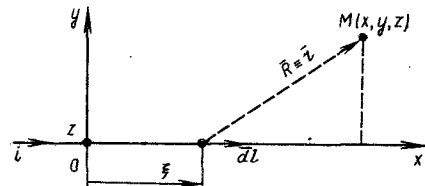
где

$$(R^*)^2 = (x - vt)^2 + (1 - v^2/c^2)(y^2 + z^2) \approx (x - vt)^2 + (y^2 + z^2) = R^2; \quad \vec{R} = \vec{q}_x(x - vt) + \vec{q}_y y + \vec{q}_z z. \quad (14)$$

² В обсуждаемой статье и в [1] принято обозначать $\vec{r} = \vec{q}_x(x - vt) + \vec{q}_y y + \vec{q}_z z$.



$$\vec{r} = R - \vec{q}_x(x - vt) + \vec{q}_y y + \vec{q}_z z \quad (a)$$



$$\vec{r} = R - \vec{q}_x(x - \xi) + \vec{q}_y y + \vec{q}_z z \quad (b)$$

Нетрудно убедиться в том, что применение общеизвестной формулы

$$\vec{E} = -\text{grad } \varphi - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (15)$$

приводит к такому же результату для напряженности \vec{E} , который был получен в [2] иным, нетрадиционным для электротехников путем — исходя из преобразований Лоренца.

Действительно, на основе уравнений (12) и (13) получим с учетом (14)

$$-\text{grad } \varphi = -\frac{q}{4\pi\epsilon_0} \text{grad} \left(\frac{1}{R^*} \right) = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 (R^*)^3} \text{grad } R^*, \quad (16)$$

где

$$\text{grad } R^* = \frac{\text{grad} (R^*)^2}{2R^*} = \frac{1}{R^*} \left\{ \vec{q}_x(x - vt) + \left(1 - \frac{v^2}{c^2} \right) \rightarrow \rightarrow (\vec{q}_y y + \vec{q}_z z) \right\}. \quad (17)$$

Кроме того, имеем

$$-\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\frac{q\vec{v}}{4\pi\epsilon_0 c^2} \frac{\partial (1/R^*)}{\partial t} = \frac{q\vec{v}}{4\pi\epsilon_0 (R^*)^3 c^2} \frac{\partial R^*}{\partial t}, \quad (18)$$

где

$$\frac{\partial R^*}{\partial t} = \frac{\partial (R^*)^2}{2R^* \partial t} = \frac{1}{R^*} (x - vt)(-v),$$

откуда

$$-\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\frac{q\vec{v}(x - vt)v}{4\pi\epsilon_0 c^2 (R^*)^3} = -\vec{q}_x \frac{v^2}{c^2} (x - vt) \frac{q}{4\pi\epsilon_0 (R^*)^3}. \quad (19)$$

Из совместного рассмотрения уравнений (15) — (19) следует искомое выражение для напряженности электрического поля, движущегося со скоростью $\vec{v} = \vec{q}_x v = \text{const}$ заряда q :

$$\vec{E} = -\text{grad } \varphi - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 (R^*)^3} \left(1 - \frac{v^2}{c^2} \right) \times \quad (20)$$

$$\times \{ \vec{q}_x(x - vt) + \vec{q}_y y + \vec{q}_z z \} = \left(1 - \frac{v^2}{c^2} \right) \frac{q\vec{R}}{4\pi\epsilon_0 (R^*)^3},$$

$$\text{где } \vec{R} = \vec{q}_x(x - vt) + \vec{q}_y y + \vec{q}_z z,$$

полностью совпадающее с приведенным в [2]. Вычислить же вихрь напряженности электрического поля \vec{E} можно двумя равноценными способами:

исходя из общего уравнения для векторной функции \vec{E} (15), в которой функции φ и \vec{A} определяются соответственно из (12) и (13);

исходя из полученного выражения (20) для векторной функции напряженности электрического поля. Оба способа, как нетрудно убедиться, приводят к одному и тому же результату, никак не адекватному с правой частью уравнения (1) и, в частности, со вторым слагаемым (11) в правой части этого уравнения.

Действительно, в соответствии с первым способом получим, учитывая (12—15):

$$\begin{aligned} \text{rot } \vec{E} &= \text{rot} \left\{ -\text{grad } \varphi - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right\} = -\text{rot grad } \varphi - \\ &- \frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \vec{A} = -\frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \vec{A} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \text{rot } \vec{A} &= \text{rot} \left\{ \frac{q\vec{v}}{4\pi\epsilon_0 R^*} \right\} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 c^2} \text{rot } \frac{\vec{v}}{R^*} = \\ &= \frac{q}{4\pi\epsilon_0 c^2} \left\{ \frac{1}{R^*} \text{rot } \vec{v} + \text{grad} \left(\frac{1}{R^*} \right) \times \vec{v} \right\} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 c^2} \rightarrow \\ &\rightarrow \left\{ 0 - \frac{\text{grad } R^* \times \vec{v}}{(R^*)^2} \right\} = -\frac{q}{4\pi\epsilon_0 c^2 (R^*)^3} (-\bar{q}_z y + \bar{q}_y z) \rightarrow \\ &\rightarrow \left(1 - \left(\frac{v}{c} \right)^2 \right) \vec{v}, \end{aligned} \quad (21)$$

откуда

$$\begin{aligned} \text{rot } \vec{E} &= -\frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \vec{A} = \frac{q(\bar{q}_y z - \bar{q}_z y)(1 - v^2/c^2)v}{4\pi\epsilon_0 c^2} \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{(R^*)^3} \right) = \\ &= -\frac{3q(\bar{q}_y z - \bar{q}_z y)(1 - v^2/c^2)v}{4\pi\epsilon_0 c^2 (R^*)^4} \frac{\partial R^*}{\partial t} = \\ &= \frac{3q(\bar{q}_y z - \bar{q}_z y) \left(1 - (v/c)^2 \right) v^2 (x - vt)}{4\pi\epsilon_0 c^2 (R^*)^5}. \end{aligned} \quad (22)$$

Разумеется, тот же результат получается и при применении второго способа вычисления вихря $\text{rot } \vec{E}$:

$$\begin{aligned} \text{rot } \vec{E} &= \text{rot} \left\{ \left(1 - (v/c)^2 \right) q \frac{\vec{R}}{4\pi\epsilon_0 (R^*)^3} \right\} = 3q(\bar{q}_y z - \bar{q}_z y) \rightarrow \\ &\rightarrow (1 - v^2/c^2) v^2 (x - vt) / (4\pi\epsilon_0 c^2 (R^*)^5) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \end{aligned}$$

Обращаясь вновь к формуле (1), заметим, что ее происхождение связано с ранее опубликованной работой [1], где при участии одного из авторов обсуждаемой статьи предпринята попытка исследования более общей в сравнении с [2] задачи об электрическом и магнитном полях, возбуждаемых движущимся со скоростью \vec{v} и ускорением $\vec{a} = d\vec{v}/dt$ электрическим точечным зарядом q .

Не подвергая детальному анализу предложенное в [1] доказательство нижеприведенных формул для электрического и магнитного потенциалов

$$\varphi_* = \frac{q}{4\pi\epsilon_0} \left(r - \frac{\vec{r} \cdot \vec{v}}{c} \right); \quad (23)$$

$$\vec{A}_* = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 c^2} \frac{\vec{v}}{(r - \vec{r} \cdot \vec{v}/c)} \quad (24)$$

и напряженности электрического поля [1]

$$\begin{aligned} \vec{E}_* &= -\nabla_* \varphi_* - \frac{\partial \vec{A}_*}{\partial t} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 (r - \vec{r} \cdot \vec{v}/c)} \rightarrow \\ &\rightarrow \left\{ \left(\vec{r} - \vec{v} \frac{r}{c} \right) \left(1 - \frac{v^2}{c^2} \right) + \frac{\vec{r}}{c^2} \left[\left(\vec{r} - \vec{v} \frac{r}{c} \right) \times \vec{a} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (25)$$

можно сделать вполне однозначный вывод относительно ошибочности как самих приведенных формул для φ_* , \vec{A}_* , \vec{E}_* , так и самого обоснования их.

Действительно, в частном случае, когда $\vec{a} = 0$, т. е. при $\vec{v} = \text{const}$, приведенные в [1] выражения (23)—(25) для потенциалов и напряженности электрического поля должны совпадать с соответствующими выражениями для аналогичных физических величин, рекомендованными в [2], не вызывающими сомнений ни у авторов обсуждаемой статьи, ни у автора данного сообщения. Однако простое сопоставление формул для потенциалов φ (12), \vec{A} (13), напряженности \vec{E} (20), вихря напряженности электрического поля $\text{rot } \vec{E}$ (21), рекомендованных в [2], с формулами для аналогичных физических величин φ_* (22), \vec{A}_* (23), \vec{E}_* (24), $\text{rot } \vec{E}$ (1) свидетельствует об отсутствии необходимости их (при $\vec{a} = 0$) тождественности и, по этой причине, ошибочности как самого процесса обоснования зависимостей для φ_* , \vec{A}_* , \vec{E}_* , $\text{rot } \vec{E}_*$, так и необходимости критической переоценки содержащихся в [1] выводов.

Вместе с тем, исходя из полученных в [2] результатов решения рассмотренной там задачи, нетрудно выявить особенности образования магнитного поля в двух случаях:

при перемещении (вдоль оси OX , рис. 1, б) электрического заряда q со скоростью $\vec{v} = q_x \vec{v} = \text{const}$;

при совмещении с осью OX бесконечно протяженного линейного проводника с током i .

В первом случае имеем, учитывая (13) и (14),

$$\begin{aligned} \vec{H} &= \frac{\vec{B}}{\mu_0} = \frac{1}{\mu_0} \text{rot } \vec{A} = -\frac{q}{4\pi\epsilon_0 c^2} \frac{[\text{grad } R^* \times \vec{v}]}{(R^*)^2} = \\ &= \frac{q}{4\pi\epsilon_0 c^2} \frac{[\vec{v} \times \vec{R}]}{(R^*)^3} = \frac{q}{4\pi} \frac{[\vec{v} \times \vec{R}]}{(R^*)^3} \approx \frac{q}{4\pi} \frac{[\vec{v} \times \vec{R}]}{R^3} = \\ &= \frac{q\epsilon_0}{4\pi\epsilon_0 R^3} [\vec{v} \times \vec{R}] = [\vec{v} \times \vec{D}], \quad \vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} = \epsilon_0 \frac{q\vec{R}}{4\pi\epsilon_0 R^3} = \frac{q\vec{R}}{4\pi R^3}. \end{aligned} \quad (26)$$

Во втором случае (б) получим, опираясь непосредственно на закон Био—Савара, следующее расчетное выражение для напряженности магнитного поля:

$$\vec{H} = \oint d\vec{H} = \frac{i}{4\pi} \oint \frac{d\vec{l} \times \vec{R}}{R^3}, \quad (27)$$

где $\vec{R} = \vec{q}_x(x - \xi) + \vec{q}_y y + \vec{q}_z z$.

При этом, разумеется, уравнение (27) в точности выполняется для постоянного тока i . Этим же выражением можно пользоваться и в случае переменного тока* i с тем меньшей погрешностью, чем меньше частота $\omega = 2\pi f$, если ток i во времени изменяется по гармоническому закону. Особенность образования магнитного поля напряженности в первом случае можно усмотреть в том, что:

1) оно обуславливается в данный момент времени только тем участком оси OX , где располагается заряд q ;

2) функции \bar{R} , R^3 являются пространственно-временными функциями.

При совмещении с осью OX линейного проводника с медленно изменяющимся во времени током i в образовании магнитного поля напряженности $\vec{H}(x, y, z, t)$, напротив, принимает участие вся ось OX (совокупность токовых ее элементов $\sum idx_v$), и, кроме того, функции \bar{R} , R^3 зависят только от пространственных координат ξ, η, ϵ токового элемента и x, y, z точки наблюдения.

При желании придать закону Био-Савара форму записи, аналогичную (26), уравнение (27)

можно преобразовать к следующему эквивалентному с (27) виду:

$$d\vec{H} = \frac{i d\vec{l} \times \vec{R}}{4\pi R^3} = \frac{\left(\frac{dq}{dt}\right)}{4\pi} \frac{d\vec{l} \times \vec{R}}{R^3} = \frac{dt}{4\pi} \frac{\vec{v} \times \vec{R}}{R^3},$$

где $\vec{v} = \frac{d\vec{l}}{dt} \frac{dq}{dt} = \vec{n}_i i$; $\vec{n}_i = \frac{d\vec{l}}{dt}$; $|\vec{v}| = i = \frac{dq}{dt}$ — число электрических зарядов, проходящих в единицу времени через любое сечение линейного проводника с током i .

Приведенный выше анализ позволяет сделать вывод о необходимости критического переосмысления авторами [1] и обсуждаемой статьи предложенной ими трактовки второго уравнения Максвелла. Разумеется, основательному пересмотру и уточнению подлежат также и выводы в рецензируемой работе, основанные на практическом применении ошибочно модифицированного второго уравнения Максвелла с целью найти ответ на поставленный авторами вопрос.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Могильников В. С., Прусов В. М. Электрические поля контура с постоянным током. — Теоретическая электротехника. Межреспубликанский сб.: Львов, 1974, вып. 17.
2. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. Теоретическая физика, т. 2. Теория поля. — М.: Наука, 1967.

* Т. е. в рамках допущения квазистационарности магнитного поля.

Энерго-информационный обмен в природе и человеке

На базе Киевского политехнического института с участием Академии наук СССР и Украинской ассоциации народной медицины с 29 мая по 1 июля 1991 г. происходила научная конференция по проблемам изучения информационно-энергетических процессов в природе.

Цель проведения конференции — объединение усилий ученых в изучении необычных явлений природы и уникальных возможностей человека. На конференции присутствовали 369 участников, в том числе 98 докторов и кандидатов наук из Москвы, Киева, Томска, Полтавы.

Всего было заслушано 36 докладов и выступлений. К моменту начала конференции был издан сборник докладов, которым были обеспечены все участники конференции.

Работа конференции вызвала значительный интерес к широкому кругу вопросов, связанных с информационно-полевыми взаимодействиями в природе. Незнание или недостаточный учет этих взаимодействий проявились как фактор, который привел человечество на грань кризисной ситуации. Выход из сложившегося положения требует включения в систему независимого научного изучения тем, развивающих ноосферные, морфогенетические и другие информационно-полевые направления, включая такие новые направления, как информационно-полевая гигиена и т. п.

Возникла необходимость расширения понятия экологии, которая в будущем должна включать в себя экологию сознания, как существенную составляющую планетарного фактора, а также экологию социальных систем, экологию биомассы, экологию геосферы и экологию искусственных сред с соответствующими требованиями к планированию строительства и изменению эксплуатации соответствующих технологических объектов. К понятию «человеческий фактор» следует относиться серьезно, как к главному фактору в планировании любых значимых решений, связанных с современной жизнью человека, его обучением и участием в производстве, учитывая увеличивающиеся нагрузки на психику человека. Возникли условия для появления специфических, экстремальных состояний, связанных с избытком и недостатком стимуляции. В связи с этим задача изучения наиболее адекватных методов управления и диагностики дифференцированных состояний человека представляет практический интерес.

Участники конференции проявили интерес и приняли участие в дискуссии по вопросам применения диагностики информационных полей для поиска полезных ископаемых. Так, Н. Н. Сочевановым был сделан доклад на тему: «Информационное поле, его характеристики и особенности». Эта работа возникла в результате многолетнего изучения литературы и размышлений, связанных с попытками объяснения ряда непонятных информационных взаимодействий в природе. В частности, представляется непонятным успешное применение некоторыми операторами биолокации при поисках месторождений полезных ископаемых различных типов не на местности, а по топографическим картам и даже схемам. Данная проблема обсуждалась по четырем разделам:

1. Передача информации на разных уровнях организации материи в природе.
2. Способы получения информации, длительность ее сохранения и дальность распространения.
3. Особенности приема информации.
4. Примеры использования информационного поля.

По данному докладу были сделаны следующие выводы:

1. В пространственно-временной совокупности развиты три основные составляющие мира: материя, энергия и информация.

Существование любого из элементов триады невозможно без двух других и невозможно вне времени — пространства.

2. Совокупность информации, которая охватывает все объекты и явления Вселенной, имевшие место в прошлом, настоящем (а возможно частично и в будущем), образует информационное поле. Последнее широко используется некоторыми экстрасенсами, освоившими каналы получения сведений из информационного поля для решения многочисленных, иногда практически очень важных задач.

3. Намеченный диапазон волн и характер частиц, определяющих возможность дистанционного переноса информации, требуют дальнейшего тщательного изучения и экспериментальной проверки.

4. Можно высказать предположение о практически бесконечном во времени и пространстве накоплении и сохранении информации, которая соответственно бесконечна по объему и может быть названа Мировым Разумом.

Интересно отметить, что 50 лет тому назад в журнале «Электричество» была опубликована статья Б. М. Тареева и Е. В. Симонова «Волшебная палочка», в которой ставились обсуждавшиеся проблемы.

В выступлениях участников конференции отмечалось применение диагностики информационных полей для лечения, изучения проблем долголетия и регулирования энергоинформационного обмена в организме человека. Важно, что теоретические концепции и идеи необходимо подтверждать на практике, например при изготовлении приборов.

Интересное сообщение было сделано А. В. Нетушилом, в докладе которого демонстрировался действующий макет электрического двигателя, основанного на эффекте Губера (см. журнал «Электричество», № 4, 1991 г.).

На конференции была отмечена важность топологического подхода, являющегося одним из вариантов осуществления идей системного и целостного подхода в изучении личности, важность факторных методик, позволяющих достаточно быстро получить результаты для конкретных задач.

Исследованиями отдельных авторов установлено, что уровень развития личности и уровень кодирования информации Природой совпадают и взаимосвязаны. На этом принципе осуществляется самопознание объективной действительности. В Природе имеется большое количество форм кодирования — от самых простых до самых сложных. Через систему кодирования человек общается с окружающей средой. Из кодированных уровней и состояний следует, что они отражают тесную связь информации с самим человеческим организмом. Переходить от физической деятельности к когнитивным (мыслительным) процессам можно путем изменения внутреннего состояния.

Отмечена необходимость разработки приборных комплексов, позволяющих тестировать народных целителей и определять качество их энергии, а также исследовать геометрические концентраторы информационного поля. Такими приборными комплексами могут служить установки, созданные в Академии наук СССР и приборы типа «Пульсор», разработанные Г. Г. Ларионовым (Полтава).

Большой интерес вызвал доклад Н. Н. Федорова (МЭИ) об исследованиях, проводившихся в течение

ряда лет в комиссии по телепатии под председательством академика И. Е. Тамма.

В выступлениях участников прозвучала тревога по поводу массовой подготовки экстрасенсов и связанных с этим негативных последствиях.

Выход из сложившегося положения требует включения в систему независимого научного изучения тем, связанных с информационно-энергетическими процессами в природе. Результаты работ по указанной теме решено обсуждать на семинарах 1—2 раза в год. Наиболее интересные разработки будут рекомендованы к опубликованию в научных и популярных журналах, о них также будет рассказано по радио и телевидению.

Учитывая вышеизложенное, конференция постановила:

1. Рекомендовать академическим институтам (по физике, биологии и др.) продолжить работы по разработке приборных комплексов диагностики информационно-энергетических процессов и изучение энергетических концентраторов.

2. Продолжить работы кафедры общей электротехники КПИ по изучению и развитию методики дифференцированных функциональных состояний (Калиновская И. Н.) в различных областях (преподавание, работа операторов ВЦ и др.).

3. Одобрить работы Сочеванова Н. Н. (Москва), Стецилко В. С. (Киев) и других в области поиска полезных ископаемых, диагностики человека.

4. Рекомендовать доработку и мелкосерийное производство цветодиагностического устройства «Пульсор» (Полтава).

5. Обратиться в Украинский комитет по телевидению и радиовещанию с предложением включить в программы передач лекции ученых по указанным выше вопросам с целью повышения уровня знаний населения.

6. Рекомендовать оргкомитету конференции издать сборник научных трудов конференции.

7. Рекомендовать создать центр и лабораторию по изучению психологических состояний человека.

8. Оргкомитету с привлечением общественных организаций распространить сборник докладов конференции среди научных, общественных и духовных организаций и, собрав их отзывы и предложения, организовать вторую конференцию по данным проблемам.

Сильвестров., проф.

Юрий Михайлович Таиров

(К 60-летию со дня рождения)

Профессор Юрий Михайлович Таиров известен в России и за рубежом своими фундаментальными исследованиями по технологии новых широкозонных полупроводниковых материалов и приборов на их основе.

Результаты этих работ позволили впервые в мире получить объемные монокристаллы полупроводникового карбида кремния различных политипных модификаций и довести методы их выращивания до промышленного внедрения и создания радиационно стойких и высокотемпературных полупроводниковых приборов.

Ю. М. Таировым выполнен комплекс фундаментальных исследований в области синтеза новых полупроводниковых материалов на основе управления политипной структурой кристаллов, что нашло отражение в монографических обзорах и учебниках: «Справочник по электротехническим материалам», ч. III, раздел «Карбид кремния» (1976 г.); «Успехи в контролируемом выращивании политипных кристаллов» (1983 г.); «Справочник по электротехническим материалам», т. III, раздел «Полупроводниковые соединения $Al^{IV}B^{IV}$ » (1988 г.); «Технология полупроводниковых и диэлектрических материалов» (1983, 1990 гг.) и др.

Вся деятельность Ю. М. Таирова связана с Ленинградским электротехническим институтом, электрофизический факультет которого он окончил в 1959 г. и прошел путь от старшего инженера до профессора, проректора ЛЭТИ по научной работе, а ныне заведующего кафедрой диэлектриков и полупроводников.

В 1964 г. Ю. М. Таирову присуждена ученая степень кандидата технических наук, в 1966 г. — ученое звание доцента, в 1976 г. — ученая степень доктора технических наук, а в 1977 г. присвоено ученое звание профессора.



В монографических обзорах, научных докладах, статьях: «Люминесценция карбида кремния с различными примесями» (1969 г.); «Электrolюминесцентные приборы на основе карбида кремния» (1974 г.); «Электrolюминесценция материалов IV группы» (1977 г.) «Принцип действия полупроводниковых излучательных приборов» (1978 г.); «Оптическое поглощение и люминесценция твердых растворов» (1989 г.) и др. освещен комплекс исследований фундаментальных свойств различных политипных модификаций карбида кремния и твердых растворов на его основе. На базе этих исследований были открыты эффективные активаторы люминесценции в карбиде кремния, позволяющие создавать электrolюминесцентные приборы, излучающие во всем видимом диапазоне спектра от красного до голубого; разработаны новые электронные приборы, в том числе не имеющие аналогов в технике. Результаты научных исследований внедрены в промышленность.

Научные труды, обзоры и учебники Ю. М. Таирова (а их более 200, в том числе свыше 70 изобретений и иностранных патентов) получили широкое признание во многих странах мира. Весьма высокую оценку, в частности, получили опубликованные издательствами «Пергамон Пресс» и «Шпрингер Ферлаг» заказные монографические обзоры, написанные проф. Ю. М. Таировым.

Ю. М. Таиров является единственным от нашей страны членом Международного комитета по карбиду кремния, был членом программных комитетов международных конференций по широкозонным полупроводникам (США), председателем оргкомитетов ряда конференций по широкозонным полупроводникам в нашей стране.

Ю. М. Таиров является автором учебника «Технология полупроводниковых и диэлектрических материалов» (1983, 1990 гг.) и учебного пособия «Технология полупроводниковых приборов» (1984 г.).

Научно-педагогическая деятельность Ю. М. Таирова связана не только с выпуском инженеров-электриков, технологов по новейшим материалам и приборам, но с подготовкой кадров высшей квалификации: под его руководством защищены свыше 40 кандидатских и докторских диссертаций.

Ю. М. Таиров — председатель Научно-методического Совета по специальностям полупроводниковой электроники всех вузов страны, осуществляет тесную связь с академической наукой и промышленностью. Ведет большую научно-организационную работу по аттестации кадров высшей квалификации, являясь председателем или членом специализированных советов по защитах докторских и кандидатских диссертаций ряда научных коллективов.

Желаем Ю. М. Таирову дальнейших успехов в его педагогической и научной деятельности.

Группа товарищей

Александр Васильевич Донской

(К 80-летию со дня рождения и 60-летию производственной и научно-педагогической деятельности)

Александр Васильевич Донскому в конце прошлого года исполнилось 80 лет. В 1936 г. он с отличием закончил ЛПИ им. М. И. Калинина. Будучи аспирантом на кафедре «Электротермические установки», он одновременно с выполнением учебного плана активно занимался организацией лаборатории электротермических установок (ЭТУ), и в 1939 г. А. В. Донской защитил диссертацию на степень кандидата технических наук. С этого времени началась научно-педагогическая деятельность А. В. Донского как научного руководителя лаборатории ЭТУ.

Первым направлением работ А. В. Донского стали исследования высокочастотных электротермических установок с ламповыми генераторами для приготовления сплавов с особыми физическими свойствами. В начале Великой Отечественной войны в лаборатории ЭТУ было организовано производство гранат и бронебойных снарядов.

После войны А. В. Донской в должности руководителя отдела капитального строительства принял активное участие в восстановлении института и лаборатории электротермических установок. С расширением профиля эта лаборатория была преобразована в отраслевую лабораторию электротехнологических установок Минэлектротехпрома.

Непрерывно совмещая научно-педагогическую и организационную деятельность, А. В. Донской в 1952 г. защитил диссертацию на степень доктора технических наук;



в 1954 г. ему было присвоено звание профессора по кафедре электрооборудования промышленных предприятий. В 1974—1979 гг. А. В. Донской заведовал кафедрой общей электротехники.

Основным направлением работ А. В. Донского являются исследования переменных электрических параметров и энергетических характеристик электромагнитных систем для индукционного нагрева. Ему удалось также решить задачи распространения электромагнитной энергии в ферромагнитных цепях с непрерывно меняющимися физическими свойствами.

Другое направление научной деятельности А. В. Донского — исследование и разработка электротехнологических установок с электронными, ионными и полупро-

водниковыми преобразователями частоты.

По этим научным направлениям, объединенным общей идеей создания электротехнологических установок с элементами их автоматизации, отвечающих оптимальным условиям промышленной эксплуатации, А. В. Донским опубликовано более 350 работ и получено более 50 авторских свидетельств по актуальным проблемам развития электротехнических процессов и установок.

Под руководством А. В. Донского выполнено и успешно защищено более 60 кандидатских диссертаций. Он является членом нескольких советов по присуждению ученых степеней.

На протяжении последних 40 лет А. В. Донской активно участвует в работе Центрального и С.-Петербургского отделений ВНТО энергетиков и электротехников, выполняя обязанности председателя или заместителя председателя секции электротехнологических установок. С момента организации общества «Знание» он ведет активную пропаганду новых достижений в области электротехнологии и преобразовательной техники и является консультантом С.-Петербургского дома научно-технической пропаганды.

За многолетнюю плодотворную деятельность А. В. Донской награжден шестью медалями.

В настоящее время А. В. Донской — профессор-консультант на кафедре «Электротехника и электроэнергетика» Государственного технического университета С.-Петербурга.

Группа товарищей и учеников

УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!

В связи с резким подорожанием типографской бумаги, типографских работ, стоимости распространения журнала и др., редколлегия вынуждена с майского номера (№ 5, 1992 г.) увеличить цену за журнал с 2 до 8 руб.

Соответственно возрастет и стоимость подписки для тех, кто захочет выписать «Электричество» с этого месяца.

Конечно, эта мера лишь в малой степени уменьшит громадные расходы на издание журнала, которые в основном лягут на плечи учредителей, спонсоров и редакции, тем не менее редколлегия не пошла на более резкое увеличение стоимости журнала, прекрасно понимая также сложное положение своих подписчиков.

Надеемся, дорогие наши читатели и авторы, на вашу преданность старейшему русскому журналу и понимание его сегодняшних проблем.

Редколлегия

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Андерс В. И., Белкин Г. С., Бортник И. М., Борцов Ю. А., Будзко И. А., Бутырин П. А., Гельфанд Я. С., Данилевич Я. Б., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ершевич В. В., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Иоссель Ю. Я., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А. (главный редактор), Ларионов В. П., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г., Митюшкин К. Г., Морозкин В. П., Нетушил А. В., Розанов Ю. К., Пищиков В. И., Семенов В. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Строев В. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Чечурин В. Л., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 924-24-80
101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648
Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Редакторы по направлениям тематики:

Евсеев Б. Н. (электрические машины, электропривод, электрический транспорт); **Макаршин Б. Д.** (ТОЭ, преобразовательная техника, электроматериалы); **Прилуцкий А. Л.** (электроэнергетика, ТВН, электрические аппараты)

Художественный редактор **Т. А. Дворецкова** Технический редактор **Г. В. Преображенская** Корректор **З. Б. Драновская**

Сдано в набор 15.01.92. Подписано в печать 25.02.92. Формат 60×88¹/₈. Бумага кн.-журн. офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 8,82. Усл. кр.-отт. 9,31. Уч.-изд. л. 9,41. Тираж 3487 экз. Заказ 5097. Цена 2 р.

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Набрано на ордена Трудового Красного Знамени Чеховском полиграфическом комбинате Министерства печати и информации Российской Федерации 142300, г. Чехов Московской обл.
Отпечатано в Подольском филиале ПО «Периодика» 142110, Подольск, ул. Кирова, д. 25.

СОДЕРЖАНИЕ

Луо Янью, Дэн Вейлинь, Гу Квиксин, Лию Жу. Экспертная система для анализа состояния и тенденций при управлении энергосистемой . . .	1
Алексеев А. В., Балтаханов А. М. Анализ режимов работы емкостного накопителя для формирования импульсов тока в рельсотронном ускорителе . . .	6
Гандилиан С. В., Гандилиан У. В. Математическое описание переходных зарядных процессов в системе «емкостный синхронный генератор — выпрямитель — емкостный накопитель энергии» . . .	9
Косарев Б. И., Щуров А. И., Фролов А. В., Ключняков С. В. Синтез двухэлементных нелинейных двухполюсников с потерями . . .	15
Абрамкин Ю. В. К вопросу определения электромагнитных сил в нелинейной магнитной системе по их объемной плотности . . .	20
Лехомо З. Использование короны для талькирования изоляции проводов и кабельных жил . . .	30
Пищиков В. И. Эвристические методы в преподавании теоретической электротехники . . .	33
СООБЩЕНИЯ	
Попов В. А., Лосев С. Б., Кушкова Е. И. Симметрирование неполнофазной электропередачи 500 кВ . . .	38
Крылов С. В., Тимашова Л. В., Ерменди Л. Радиопомехи, создаваемые электрическими разрядами, в зазорах линейной арматуры воздушных линий . . .	41
Шлегель О. А. Графическое представление взаимосвязи основных уравнений электромагнитного поля . . .	46
Челухин В. А. Емкостный электродвигатель с сегнетоэлектриком . . .	50
ДИСКУССИИ . . .	54
ХРОНИКА . . .	67

CONTENTS

Luo Yanyu, Den Veilin, Gu Kviksin, Liu Zhu — An Expert System for Analyzing the State and Trends in Power System Management . . .	1
Alexeyev A. V., Baltakhanov A. M.— Analysis of the Performance of the Capacitance Store in Forming Current Pulses in an Accelerator . . .	6
Gandilian S. V., Gandilian U. V.— A Mathematical Description of Charging Processes in the System "Capacitor Synchronous Generator — Rectifier — Capacitor Energy Store" . . .	9
Kosarev B. I., Shurov A. I., Frolov A. V., Kliuchnikov S. V.— Synthesis of Two-Element Non-Linear Lossy Two-Poles . . .	15
Abramkin Yu. V.— On Finding Electromagnetic Forces in a Non-Linear Magnetic System From Their Volume Density . . .	20
Lekhomov Z.— Using Corona for Applying Talcum to the Insulation of Conductors and Cable Wires . . .	30
Pishchikov V. I.— Heuristic Methods in Teaching Fundamentals of Electrical Engineering . . .	33
REPORTS	
Popov V. A., Losev S. B., Kushkova E. I.— Balancing Open-Conductor Operating Conditions on a 500 kV Transmission System . . .	38
Krylov S. V., Timashova L. V., Yermendi L.— Radio Interference Created by Electric Discharge in the Gaps of Accessories on Overhead Lines . . .	41
Shlegel O. A.— Diagrams Illustrating the Relationships in the Basic Equations of an Electromagnetic Field . . .	46
Chelukhin V. A.— A Capacitor Motor With a Ferro-electric . . .	50
DISCUSSION . . .	54
CHRONICLE . . .	67

Индекс 71108

ISSN 0013-5380. Электричество. 1992. № 3. 1—72.